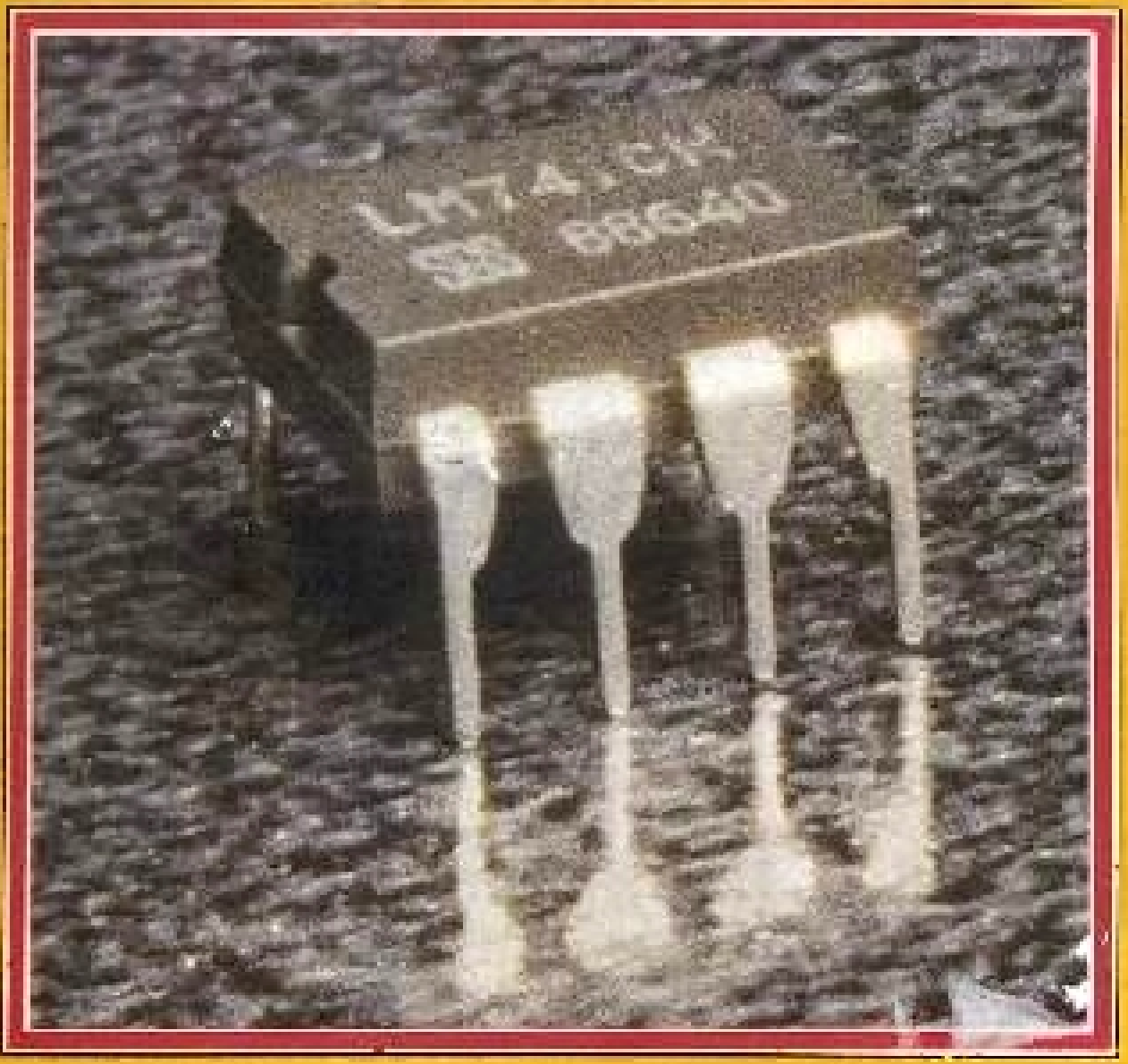
Led
hors série

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

(SON UTILISATION ET SA PRATIQUE)

Pierre Mayé



EYROLLES

Led
hors série

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

(SON UTILISATION ET SA PRATIQUE)

Diffusé par EYROLLES
61, bld Saint Germain, 75240 Paris Cedex 05

Société éditrice : Editions Fréquences Siège Social : 1, bd Ney, 75018 Paris - Tél. : (1) 40.36.01.97 + - SA au capital de 1.000.000 F - Président-Directeur Général : Edouard Pastor.
LED Initiation - L'ampli opérationnel - 145 F - Commission paritaire : 64949 - Directeur de la publication : Edouard Pastor - Tous droits de reproduction et d'adaptation réservés textes et photos pour tous pays - LED est une marque déposée - ISSN 0753-7409.
Rédaction : Pierre Mayé.
Photocomposition, mise en page, photogravure et réalisation : Berger-Levrault - Nancy.
Impression : Berger-Levrault - Nancy.

L'amplificateur opérationnel doit son nom au fait qu'il a d'abord été conçu pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : addition, intégration... Aujourd'hui, l'amplificateur opérationnel est devenu le composant universel de l'électronique analogique grâce à sa facilité d'emploi et à son faible coût. Ce circuit peut fonctionner aussi bien en régime linéaire (amplificateurs, filtres...) qu'en régime de commutation (comparateurs, générateurs de signaux carrés...).
Dans cet ouvrage, nous avons décrit les principales applications de l'A.O. en les classant par catégories. Pour chaque montage, le fonctionnement est analysé, les formules permettant le calcul des composants établies et les performances obtenues commentées. Des exemples de réalisations comportant toutes les données nécessaires sont fournis pour les principales fonctions. Ce livre, qui s'adresse aux utilisateurs de l'électronique n'offre donc pas de description interne des circuits ou de théories sur les caractéristiques qui n'interviennent pas dans le choix des composants. Les connaissances préalables nécessaires pour aborder cet ouvrage sont des notions simples d'électronique générale (grandeurs complexes, théorème de Thévenin...). Cependant, il est tout à fait possible d'utiliser les schémas et les formules de calcul des composants sans entrer dans le détail des démonstrations.
On trouvera en annexe la table des symboles graphiques utilisés qui tient compte des normalisations actuelles, la notice de deux amplificateurs opérationnels courants, ainsi qu'un lexique anglais-français des termes rencontrés dans les spécifications techniques des circuits. Une bibliographie et un index des principaux termes complètent l'ouvrage.

Nous tenons à remercier les constructeurs qui nous ont fourni une documentation concernant leurs produits et ceux qui nous ont permis de reproduire leurs fiches techniques pour illustrer notre propos.

Notations employées :

v, i : valeurs instantanées ;
V, I : grandeurs complexes associées aux fonctions sinusoïdales ;
V_M, I_M : amplitudes des fonctions alternatives.

Chapitre I

Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

Description

Présentation

L'amplificateur opérationnel (désigné par A.O.) est un circuit intégré analogique très répandu. On le trouve en général dans un boîtier plastique à double rangée de connexions (D.I.L. : dual in line en anglais) pour les applications courantes. Certains modèles sont disponibles en boîtier métallique rond, en boîtier plat ou en boîtier céramique pour les applications professionnelles. On peut également obtenir des circuits pour montage en surface. Un boîtier contient un, deux ou quatre A.O.. Le brochage (attribution du rôle des différentes connexions) dépend du modèle utilisé. Par exemple, la figure I-1 représente

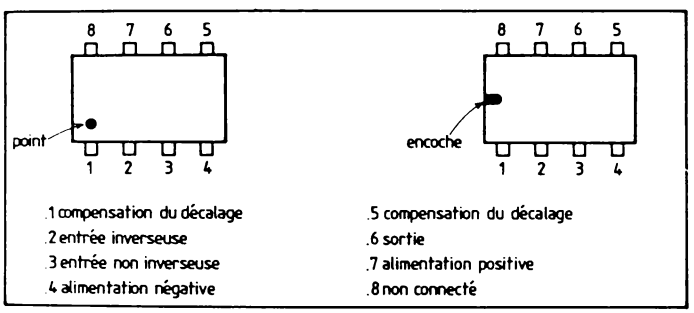


Figure I-1 : Brochage de nombreux A.O. simples comme le 741 ou le TL 081.

un A.O. du type 741 dans son boîtier le plus courant : D.I.L. 8 broches. Beaucoup d'A.O. simples ont le même brochage que celui-ci. La représentation est toujours vue de dessus. Le sens du boîtier est indiqué soit par un point en relief, soit par une encoche. Les broches sont numérotées comme le montre la figure. Un A.O. est un circuit à deux entrées (l'une dite inverseuse et notée −, l'autre appelée non inverseuse et notée +) et une sortie. Les symboles utilisés pour la représentation de l'A.O. sur les schémas sont donnés à la figure I-2. On y trouve le symbole normalisé et un autre symbole que l'on rencontre encore très souvent. Deux bornes sont prévues pour

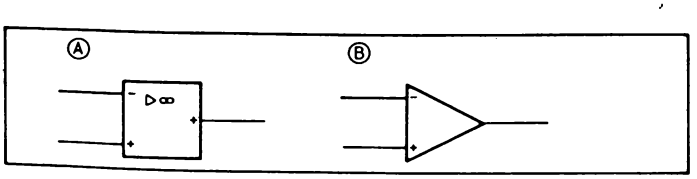


Figure I-2 : Représentations de l'A.O. (symbole normalisé en (a) et autre symbole courant en (b).

l'alimentation continue et d'autres connexions (comme celles prévues pour la compensation du décalage) existent seulement sur certains modèles.

Alimentation

Comme pour tout circuit intégré, il est nécessaire d'alimenter l'A.O. afin de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du circuit et de polariser correctement les composants internes. On utilise en général pour cela deux sources de tension symétriques selon le montage de la figure I-3. Le point commun aux deux alimentations forme

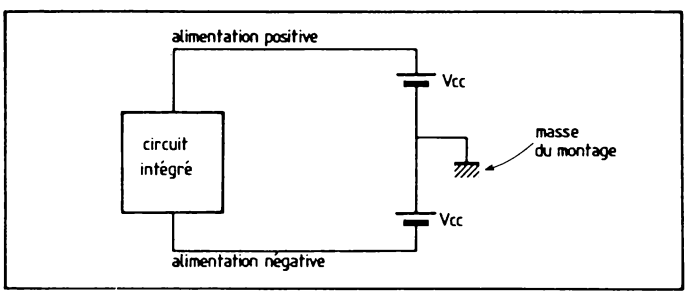


Figure I-3 : Alimentation d'un A.O. par deux sources de tension.

la masse du montage notée ⊥ ou ⏚ sur les schémas. Il n'est pas prévu de connexion pour cette masse sur le circuit intégré, mais il ne faut pas oublier de réunir les points repérés comme masse sur les schémas avec le commun des alimentations. Les valeurs des tensions d'alimentation doivent être choisies dans les limites autorisées pour le circuit employé (par exemple 2,5 V à 18 V pour les A.O. 741 et TL081).

Un certain nombre de montages peuvent aussi fonctionner avec une alimentation simple, moyennant quelques modifications des schémas. Les connexions nécessaires sont alors celles de la figure I-4.

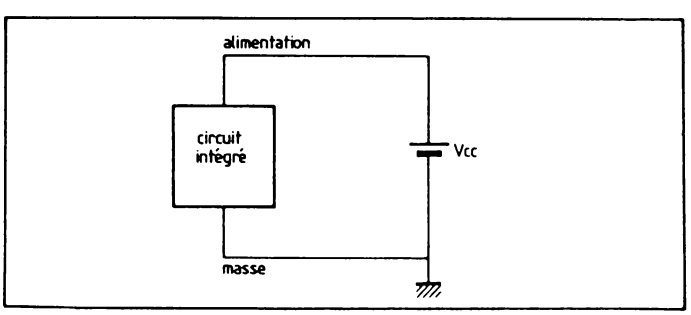


Figure I-4 : Alimentation d'un A.O. par une seule source de tension.

En général, les alimentations ne sont pas représentées sur les schémas de principe, mais elles sont évidemment toujours présentes. Sauf précision contraire, les alimentations sont supposées symétriques lorsqu'elles ne sont pas définies.

Pour les essais, on utilise une alimentation régulée à deux sorties. Dans les réalisations, on obtient les alimentations à partir du secteur après abaissement de la tension et isolement par transformateur, redressement par diodes, filtrage par condensateur et stabilisation par régulateur intégré. Lorsqu'on ne dispose que d'une seule alimentation et que le courant consommé est assez faible, il est possible d'obtenir des tensions symétriques avec un diviseur résistif ou avec des diodes Zener (figure I-5). Un certain nombre de montages qui consomment peu d'énergie peuvent aussi être alimentés par piles.

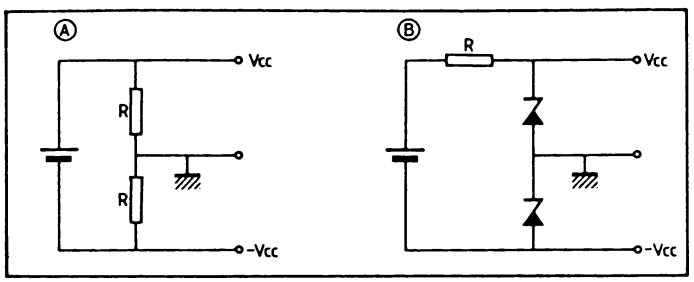


Figure I-5 : Obtention de deux tensions symétriques à partir d'une seule source par un diviseur résistif (a) ou par des diodes Zener (b).

Connexions annexes

Certains A.O. sont équipés de bornes prévues pour la compensation du décalage. Cette possibilité sera développée dans les chapitres suivants. Dans beaucoup de montages l'usage de ces bornes n'est pas indispensable et on peut les laisser en l'air.

Il existe également parfois des bornes supplémentaires permettant de connecter un réseau de compensation en fréquence qui modifie la courbe de réponse de l'A.O.. Cependant, dans la plupart des A.O. courants, ce réseau est interne, on dit alors que l'A.O. est compensé en fréquence. Dans cet ouvrage, nous ne nous intéresserons qu'à ce type de circuits, la compensation externe n'étant utile que dans des applications très spécifiques.

Différentes technologies

On distingue :
– les A.O. bipolaires, composés uniquement de transistors bipolaires, par exemple le 741 ;
– les A.O. *bifet* qui associent transistors bipolaires et transistors à effet de champ (field effect transistor, F.E.T. en anglais) par exemple le TL081 ;
– les A.O. *bimos* composés de transistors bipolaires et de transistors M.O.S., par exemple le CA3140.

Modèle de l'A.O. idéal

Définition

Pour expliquer le fonctionnement des montages et calculer les caractéristiques principales, on utilise un modèle très simple pour décrire l'A.O. en ne prenant en compte que ses propriétés essentielles. Ce modèle est alors qualifié d'idéal.

Ce modèle correspond au schéma de la figure I-6 où $v_{Ed} = v_+ - v_-$ est la tension différentielle d'entrée et U et $-U$ sont les tensions de saturation de l'A.O..

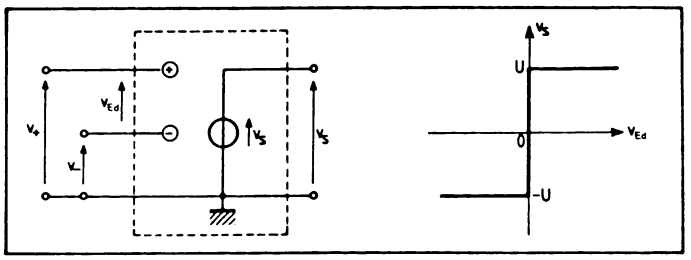


Figure I-6 : Modèle de l'A.O. idéal.

Conséquences

– La tension de sortie ne dépend que de la différence des tensions d'entrée.
– Les courants d'entrée sont nuls.
– La tension de sortie est indépendante de la charge.

Régimes de fonctionnement

Selon la position du point de fonctionnement sur la caractéristique (figure I-7), on distingue deux types de fonctionnement :

– en zone linéaire $\begin{cases} v_{Ed} = 0 \quad (\text{donc } v_+ = v_-) \\ -U < v_s < U. \end{cases}$

– en zone de saturation $\begin{cases} v_s = -U \text{ si } v_{Ed} < 0 \\ v_s = U \text{ si } v_{Ed} > 0. \end{cases}$

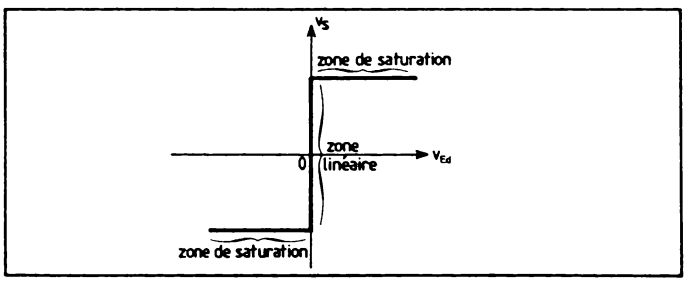


Figure I-7 : Zones de fonctionnement sur la caractéristique de transfert.

Suivant le type de montage, l'A.O. fonctionne soit dans sa zone linéaire soit dans les zones de saturation.

Fonctionnement sans réaction

Si l'A.O. n'est pas associé à des composants qui relient sa sortie à l'une des entrées, il est en boucle ouverte. La présence de la moindre tension à l'entrée entraîne l'A.O. en saturation. Le fonctionnement n'est jamais linéaire, les seuls états possibles sont $v_s = -U$ et $v_s = U$. On dit qu'on a un fonctionnement en commutation. On réalise ainsi les comparateurs.

Fonctionnement avec contre-réaction

Dans le montage de la figure I-8, le point de fonctionnement répond à deux conditions : la première est imposée par la caractéristique de l'A.O. et la deuxième par les éléments externes :

$$v_{Ed} = -\frac{R_1 v_s + R_2 v_E}{R_1 + R_2}$$

Soit :

$$v_s = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{Ed} - \frac{R_2}{R_1} v_E.$$

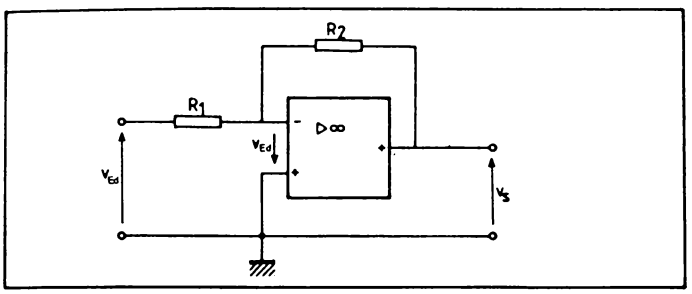


Figure I-8 : Montage à contre-réaction.

A tension d'entrée v_E donnée, cette équation est celle d'une droite de pente négative dans le plan de la caractéristique de transfert de l'A.O.. Le point de fonctionnement est à l'intersection de cette droite et de la courbe de l'A.O.. Il se situe en zone linéaire à condition que v_E ne soit pas trop élevée. Si v_E augmente, on atteint la saturation (figure I-9). On réalise ainsi des amplificateurs, la saturation déterminant l'étendue de la zone de bon fonctionnement du montage.

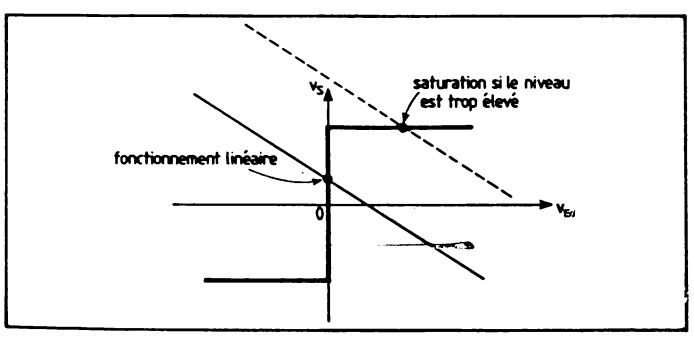


Figure I-9 : Point de fonctionnement d'un montage à contre-réaction.

Fonctionnement avec réaction positive

On considère le montage de la figure I-10 (les entrées – et + sont inversées par rapport au cas précédent). La relation imposée par les composants externes est ici :

$$v_{Ed} = \frac{R_1 v_s + R_2 v_E}{R_1 + R_2}$$

Soit :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{Ed} - \frac{R_2}{R_1} v_E.$$

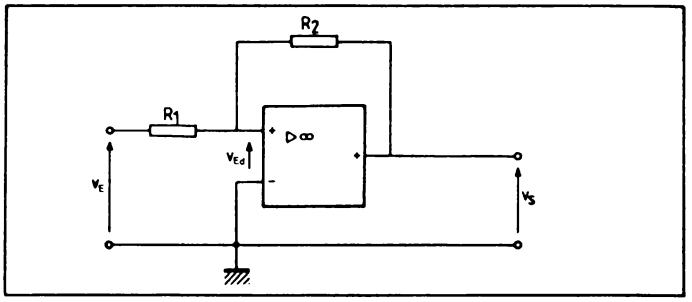


Figure I-10 : Montage à réaction positive.

La droite a une pente positive et trois points de fonctionnement sont possibles (figure I-11). En fait, le point situé en zone linéaire n'est jamais observé car rien ne l'oblige à se maintenir dans cette position. On a donc pratiquement deux états possibles : les deux tensions de saturation de l'A.O. : le fonctionnement est en commutation. On réalise ainsi des bascules à hystérésis.

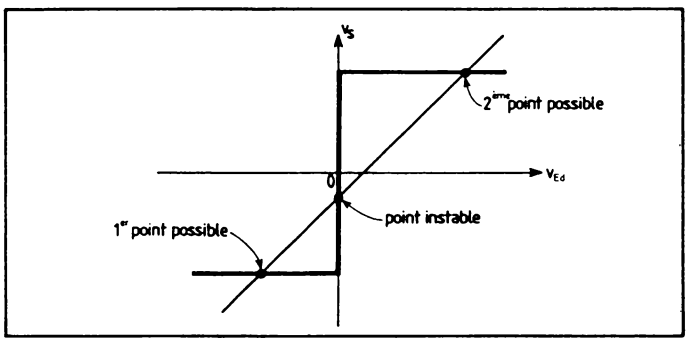


Figure I-11 : Point de fonctionnement d'un montage à réaction positive.

Fonctionnement avec les deux types de réactions

Quelques montages utilisent à la fois une contre-réaction et une réaction positive (figure I-12). La relation donnée par les éléments externes est :

$$v_{Ed} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) v_s + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_E.$$

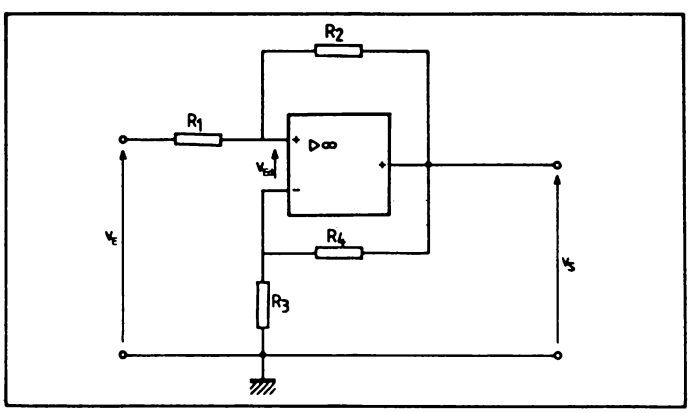


Figure I-12 : Montage possédant les deux types de réaction.

On se ramène à l'un des cas précédents suivant le signe du coefficient de v_s dans cette équation. Le fonctionnement est linéaire à condition que :

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} > \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

En résumé, il faut retenir qu'un montage à contre-réaction fonctionne en régime linéaire tandis qu'un montage en boucle ouverte ou à réaction positive fonctionne en commutation.

Paramètres des A.O. réels

Si le modèle de l'A.O. idéal permet de décrire de façon satisfaisante le fonctionnement de la plupart des montages, il ne permet pas de choisir le type d'A.O. à utiliser pour obtenir des performances données.

Paramètres statiques

La caractéristique de transfert réelle est représentée à la figure I-13. Les tensions de saturation sont légèrement

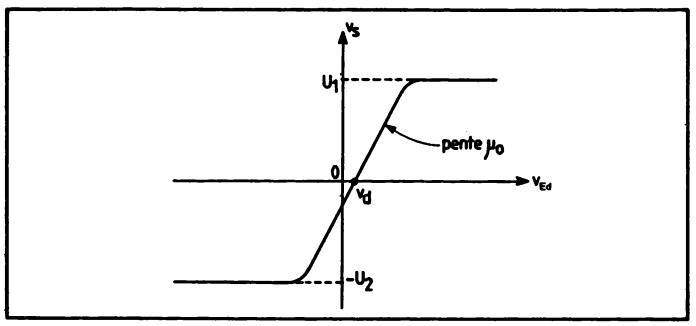


Figure I-13 : Caractéristique de transfert d'un A.O. réel.

inférieures aux tensions d'alimentation et sont un peu dissymétriques. Par exemple, avec une alimentation symétrique ± 15 V, on pourra trouver :

$$U_1 = 13{,}5\ V \qquad -U_2 = -14\ V.$$

Ce résultat dépend de la technologie de l'A.O., mais aussi un peu de l'échantillon utilisé.

La zone linéaire n'est pas rigoureusement verticale, mais sa pente est très élevée : c'est l'amplification de l'A.O.. Pour les circuits courants (741, TL081...), sa valeur typique est :

$$\mu_0 = 2 \cdot 10^5$$

Cela signifie par exemple que pour un A.O. alimenté en ± 15 V, la tension de sortie ne dépassant par 14 V environ, la valeur maximale de la tension différentielle d'entrée v_{Ed} pour un fonctionnement linéaire est :

$$(v_{Ed})_{max} = \frac{14}{2 \cdot 10^5} = 7 \cdot 10^{-5} V \text{ soit } 70\ \mu V.$$

Cette petite tension présente entre les entrées de l'A.O. sera en général négligeable.

Tension de décalage à l'entrée

On constate que la courbe ne passe pas par l'origine. Ce défaut est caractérisé par la tension de décalage à l'entrée V_d (voir figure I-13). La valeur typique de cette tension est 2 mV pour le 741 et 5 mV pour le TL081. Dans certains montages, l'effet de cette tension est négligeable. Si ce n'est pas le cas, on peut connecter un potentiomètre entre les bornes prévues pour la compensation du décalage (avec les A.O. qui en sont pourvus) et le régler pour annuler l'influence de cette tension. Si l'on veut éviter un ajustage (en particulier pour une production en série), il faut utiliser un A.O. à faible décalage.

Courants de polarisation à l'entrée

Les courants d'entrée de l'A.O. ne sont pas nuls : on les nomme courants de polarisation I_p^+ et I_p^-. Pour les chiffrer, les constructeurs définissent :

- le courant moyen de polarisation : $I_p = \frac{1}{2}(I_p^+ + I_p^-)$;
- le courant de décalage : $I_d = I_p^+ - I_p^-$.

Les intensités de ces courants dépendent beaucoup de la technologie des A.O.. Par exemple, on a, en valeurs typiques :

	741	TL081	CA3140
I_p	80 nA	30 pA	10 pA
I_d	20 nA	5 pA	0,5 pA

Les imperfections statiques (tension de décalage, courants de polarisation) peuvent être représentées par des générateurs ajoutés à un A.O. idéal comme le montre la figure I-14. Le signe des décalages n'est pas connu et dans l'étude de leur influence, il faut toujours se placer dans le cas le plus défavorable, celui ou les différentes contributions s'ajoutent.

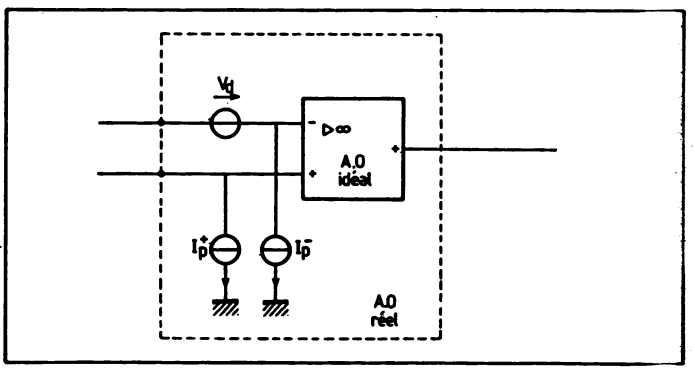


Figure I-14 : Représentation des imperfections statiques de l'A.O.

Dérives

Les différents paramètres statiques (tension de décalage, courants de polarisation) varient avec le vieillissement du composant, avec les tensions d'alimentation et surtout avec la température. De ce fait, il est impossible

de compenser l'effet d'un décalage de manière durable. Ces modifications sont caractérisées essentiellement par les dérives en température de la tension de décalage et du courant de décalage. Par exemple, pour le 324 :

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} = 7\ \mu V/°C \text{ (valeur maximale)}$$

$$\frac{\Delta I_d}{\Delta \theta} = 10\ pA/°C.$$

Quand on veut une bonne précision sur la tension de sortie et une faible variation de cette précision, il faut utiliser un A.O. à faible dérive.

Limitation du courant de sortie

La plupart des A.O. actuels limitent eux-mêmes leur courant de sortie. La valeur maximale de ce courant est assez faible : de 10 mA à 30 mA pour les A.O. courants. Il faut tenir compte de cette limitation lors du choix des résistances d'un montage. Quand on a besoin d'un courant de sortie important, on peut utiliser un A.O. de puissance. Par exemple, le TCA 365 peut délivrer un courant maximal de 3 A.

Modèle linéaire pour les variations lentes

Quand on fait varier lentement le point de fonctionnement d'un A.O. en régime linéaire, on constate plusieurs choses :
- le courant d'entrée dépend des tensions appliquées ;
- la tension de sortie varie avec le courant débité ;
- la tension de sortie dépend non seulement de la différence des tensions présentes sur les entrées, mais aussi de leur valeur moyenne.

Ces différentes imperfections sont prises en compte dans le modèle dessiné à la figure I-15, où :

$$e = A_d\, v_{Ed} + A_c\, v_{Ec}$$

avec $v_{Ed} = v_+ - v_-$, tension d'entrée en mode différentiel,

et $v_{Ec} = \frac{1}{2}(v_+ + v_-)$, tension d'entrée en mode commun.

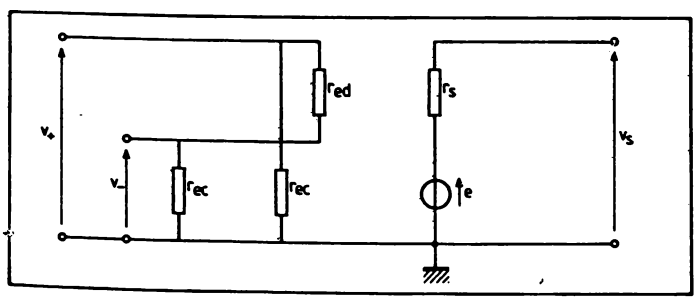


Figure I-15 : Modèle linéaire de l'A.O. pour les variations lentes.

A_d est l'amplification en mode différentiel et A_c l'amplification en mode commun. On définit aussi les gains correspondants (en décibels) par :

$$G_d = 20 \lg A_d$$

$$G_c = 20 \lg A_c.$$

On chiffre l'importance du mode commun par le taux (ou rapport) de réjection du mode commun (T.R.M.C. ou R.R.M.C.), exprimé en décibels :

$$k = 20 \lg \frac{A_d}{A_c} = G_d - G_c.$$

r_s est la résistance de sortie. r_{ed} est la résistance d'entrée en mode différentiel et r_{ec} la résistance d'entrée en mode commun.

Le tableau qui suit donne quelques ordres de grandeur pour le 741 (valeurs typiques) :

A_d	k	r_{ed}	r_{ec}	r_s
$2 \cdot 10^5$	90 dB	2 MΩ	100 MΩ	75 Ω

On peut utiliser ce modèle pour chiffrer les performances des montages à A.O., mais les calculs sont longs et souvent inutiles car ces différents paramètres ne sont pas des critères de choix de l'A.O.. Cependant, dans certains cas particuliers, l'influence de l'un de ces paramètres peut se faire sentir, mais rarement de manière significative.

Limitation de la rapidité

Comme on vient de le voir, l'A.O. est très bien décrit par son modèle idéal pour un fonctionnement avec des signaux lents. En revanche, il n'en est pas de même lorsque les signaux sont rapides. Il est donc important de chiffrer le domaine de validité des performances prévues pour un montage. Cette limite est un critère de choix important pour l'A.O..

La limitation de rapidité d'un montage à A.O. provient de deux phénomènes : la réponse en fréquence et la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O..

Réponse en fréquence

Les A.O. compensés en fréquence (les seuls que nous considérons ici) sont des systèmes passe-bas du premier ordre. Leur diagramme de Bode a l'allure indiquée à la figure I-16. Il correspond à une transmittance de la forme suivante :

$$\mu = \frac{V_s}{V_{Ed}} = \frac{\mu_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}.$$

μ_0 est l'amplification statique (c'est le paramètre appelé A_d dans le paragraphe précédent) et f_0 est la fréquence de coupure à 3 décibels. Les constructeurs donnent le produit $\mu_0 f_0$. Par exemple, pour un 741, on a les valeurs typiques suivantes :

$$\mu_0 = 2 \cdot 10^5$$

$$\mu_0 f_0 = 1\ MHz.$$

Le produit $\mu_0 f_0$ de l'amplification statique et de la fréquence de coupure s'appelle facteur de mérite de l'A.O..

Cependant, dans de nombreuses applications, l'effet de la réponse en fréquence de l'A.O. est masqué par un

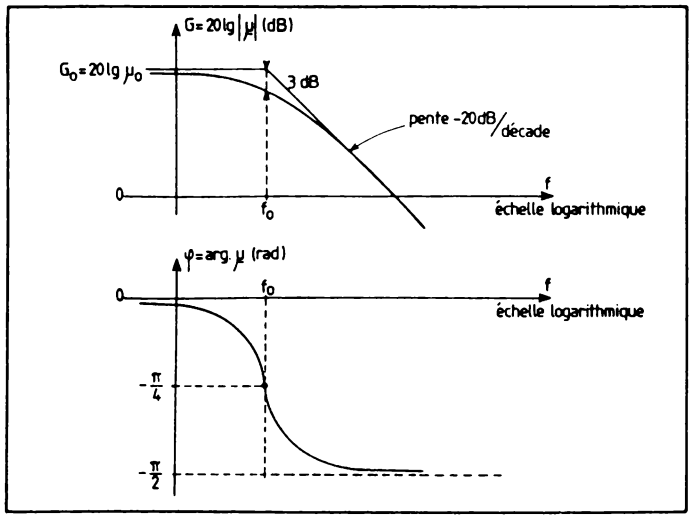


Figure I-16 : Diagramme de Bode d'un A.O. compensé.

autre phénomène : la vitesse maximale de variation de la tension de sortie.

Vitesse maximale de variation de la tension de sortie

Du fait des circuits internes de compensation en fréquence, la tension de sortie ne peut pas évoluer aussi vite qu'on le voudrait. Cette variation est limitée par une vitesse maximale, à la montée et à la descente :

– à la montée : $\frac{dvs}{dt} \leqslant S_m$

– à la descente : $\left|\frac{dvs}{dt}\right| \leqslant S_d$.

Pour les A.O. courants, S_m et S_d sont du même ordre de grandeur et la plus petite des deux valeurs est appelée vitesse maximale de variation de la tension de sortie, notée S (slew rate en anglais). Ce paramètre impose une pente limite du signal de sortie, comme le montre la figure I-17. Cette limitation sera d'autant plus gênante que l'amplitude des signaux est élevée. Les constructeurs fournissent souvent une courbe donnant l'amplitude maximale possible pour la tension de sortie sans déformation en fonction de la fréquence. La valeur typique du slew rate est 0,5 V/μs pour un 741 et 13 V/μs pour un TL081.

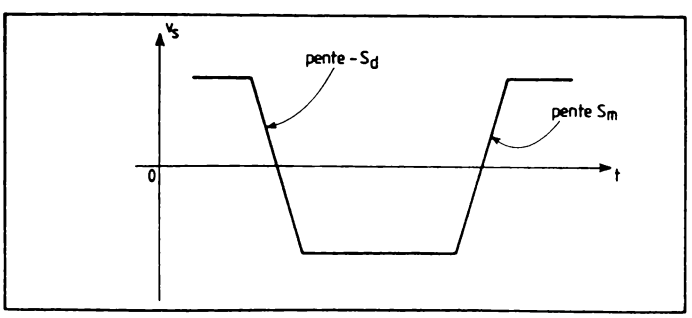


Figure I-17 : Déformation d'un signal carré par le slew-rate.

Choix d'un circuit intégré

Références des A.O.

Il existe un assez grand nombre de constructeurs d'A.O. qui proposent chacun beaucoup de références différentes. Chaque fabricant a son propre système de numérotation, mais certains principes se retrouvent souvent. A titre d'exemple, le circuit intégré 741 dans sa version courante est numéroté chez *National Semiconductor :*

LM 741C N

LM indique qu'il s'agit d'un circuit intégré linéaire. 741 est le numéro du composant, C précisant qu'il est spécifié pour la gamme commerciale de température (0 à 70 °C). N signale que le circuit est en boîtier D.I.L.

Les composants courants se retrouvent chez la plupart des constructeurs, avec le même numéro de base : le 741 sera appelé μA 741 chez *Fairchild,* LM 741 chez *National Semiconductor,* MC 1741 chez *Motorola...* Les composants plus spécifiques ne sont fabriqués que par un petit nombre de constructeurs, mais il existe en général des équivalences.

Utilisation des feuilles de spécifications

La notice d'un circuit intégré contient de nombreux renseignements utiles au concepteur d'un circuit électronique. Ces données peuvent être plus ou moins complètes suivant le type de circuit. On trouve en général dans une feuille de spécifications d'A.O. :
– une description générale du circuit qui donne les performances dominantes ;
– un schéma de principe des circuits internes qui intéresse peu l'utilisateur de l'A.O. ;
– les brochages des différents boîtiers possibles ;
– un tableau des limites absolues d'utilisation : il faut rigoureusement tenir compte de toutes ces limitations sous peine de destruction du circuit ;
– un tableau des caractéristiques électriques qui permet de connaître les différents paramètres de l'A.O., soit en valeur typique, soit en valeur minimale ou maximale suivant les cas ;
– des courbes décrivant les performances du circuit ;
– éventuellement des indications sur les applications et des exemples de montages possibles.

Deux notices sont reproduites en annexe : celle de l'A.O. 741 par *National Semiconductor* et celle de l'A.O. pour alimentation simple 324 par *Raytheon.*

Les constructeurs publient des recueils des notices des circuits qu'ils commercialisent. Un tel catalogue est nommé Data book. La plupart des notices étant en anglais, on trouvera en annexe un lexique anglais-français des termes employés qui en facilitera la lecture.

Critères de sélection

Selon l'application envisagée et les performances souhaitées, on choisira un A.O. de caractéristiques convenables. Si le cahier des charges n'est pas très exigeant, c'est le coût qui sera prédominant et on optera pour un A.O. ordinaire du genre 741. Si les performances de ce composant sont insuffisantes, on fera appel à un circuit plus élaboré et évidemment plus cher. Il n'existe pas d'A.O. ayant d'excellentes caractéristiques dans tous les domaines, mais seulement des composants dont certaines caractéristiques ont été optimisées. Il faut donc faire une sélection après avoir complètement explicité les performances nécessaires pour le circuit. On peut classer les A.O. en fonction de leur qualité essentielle :

- A.O. à faible décalage ;
- A.O. rapide (facteur de mérite et slew rate élevés) ;
- A.O. de puissance (fort courant de sortie)...

Quand on examine le coût d'un montage, il faut tenir compte de l'A.O., mais aussi des composants associés. Par exemple, on préférera un A.O. à faible décalage à un A.O. ordinaire nécessitant un ajustage de potentiomètre, le coût du réglage étant souvent supérieur à celui du composant.

Chapitre II

Amplificateurs de tension

L'A.O. permet de réaliser très facilement des amplificateurs de tension. Toutefois, un certain nombre de paramètres sont à prendre en considération pour le choix des éléments des montages. Ce chapitre passe en revue les points importants dont il faut tenir compte dans la conception d'un amplificateur à A.O..

Principe des amplificateurs à A.O.

Amplificateur sans inversion

Le schéma du montage est représenté à la figure II-1.

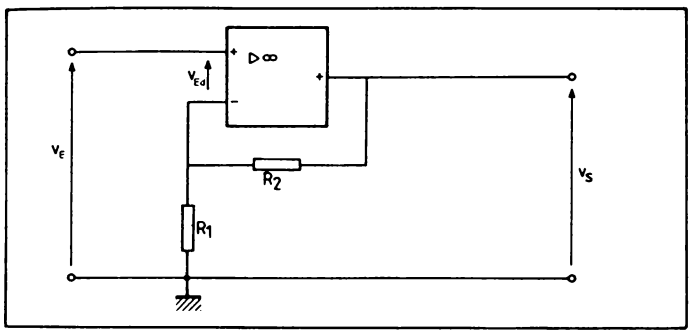


Figure II-1 : Amplificateur sans inversion.

La tension présente sur l'entrée + de l'A.O. est directement la tension d'entrée v_E du montage :

$$v_+ = v_E.$$

La tension sur l'entrée − est fournie par un diviseur résistif R_1, R_2 branché sur la sortie de l'A.O. :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s.$$

Le montage possède une contre-réaction. L'A.O. est donc en régime linéaire, à condition que les tensions ne soient pas trop élevées (la limite sera précisée dans la suite). La tension différentielle d'entrée v_{Ed} de l'A.O. est alors nulle, c'est-à-dire que :

$$v_- = v_+$$

soit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = v_E$$

et donc :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_E$$

Le montage est un amplificateur de tension dont l'amplification est :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

La résistance d'entrée du montage est infinie puisqu'il n'y a aucun courant dans l'entrée d'un A.O. idéal. La résistance de sortie est nulle puisque la sortie d'un A.O. idéal est une source de tension. Le montage est donc un amplificateur de tension idéal, ce qui correspond au schéma équivalent de la figure II-2.

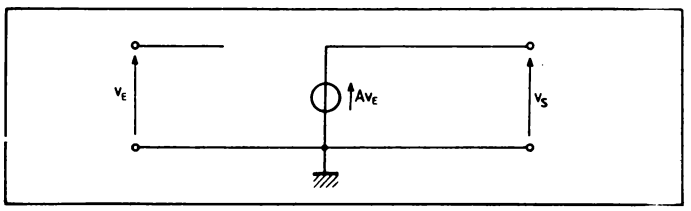


Figure II-2 : Schéma équivalent à l'amplificateur sans inversion.

Le fonctionnement linéaire n'est possible que si la tension de sortie n'atteint pas la saturation. La tension différentielle d'entrée de l'A.O. est :

$$v_{Ed} = v_E - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s.$$

On en déduit :

$$v_s = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{Ed} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_E.$$

Pour une valeur de v_E donnée, cette équation est celle d'une droite de pente négative dans le plan de la caractéristique de transfert de l'A.O. (fig. II-3). En considérant l'intersection de cette droite avec la caractéristique de

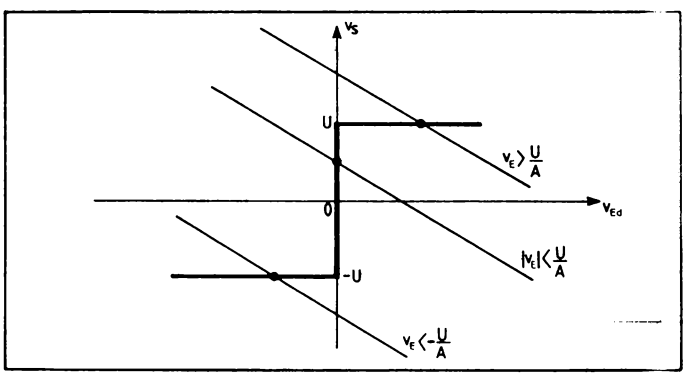


Figure II-3 : Position du point de fonctionnement sur la caractéristique de transfert de l'A.O.

l'A.O., on obtient le point de fonctionnement pour diverses valeurs de v_E. On constate que le fonctionnement n'est linéaire ($v_{Ed} = 0$) que si :

$$|v_E| < \frac{U}{A}.$$

On en déduit la caractéristique de transfert du montage (fig. II-4).

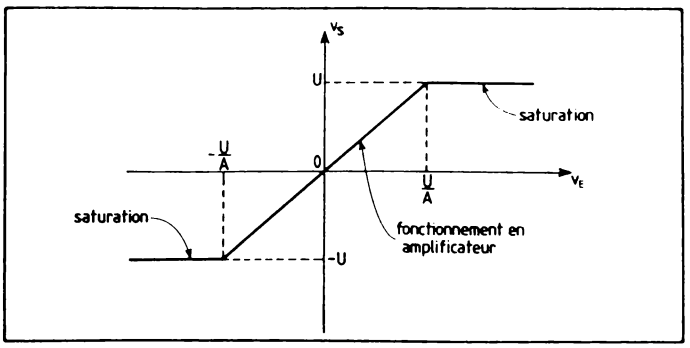


Figure II-4 : Caractéristique de transfert de l'amplificateur sans inversion.

Amplificateur avec inversion

Le schéma du montage est représenté à la figure II-5.

La tension sur l'entrée + de l'A.O. est nulle.

Grâce à la contre-réaction, l'A.O. est en régime linéaire. La tension sur l'entrée − est donc égale à la tension sur l'entrée + :

$$v_- = v_+ = 0.$$

L'entrée − est appelée *masse virtuelle* car elle est au potentiel nul sans être reliée à la masse.

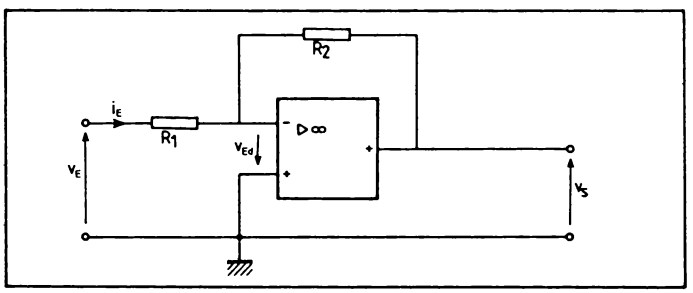


Figure II-5 : Amplificateur avec inversion.

Comme il n'y a pas de courant dans l'entrée de l'A.O., les courants dans R_1 et R_2 sont égaux :

$$\frac{v_E}{R_1} = -\frac{v_s}{R_2}$$

On en déduit :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_E.$$

Le montage est un amplificateur de tension, mais également un inverseur du signe de la tension. On peut résumer ces deux propriétés en parlant d'une amplification négative :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}.$$

La résistance de sortie du montage est nulle puisque la sortie d'un A.O. idéal est une source de tension. Par contre, la résistance d'entrée n'est pas infinie car un courant parcourt la résistance R_1. Cette résistance d'entrée est :

$$R_e = \frac{v_E}{i_E} = R_1.$$

Le montage peut être représenté par le schéma équivalent de la figure II-6.

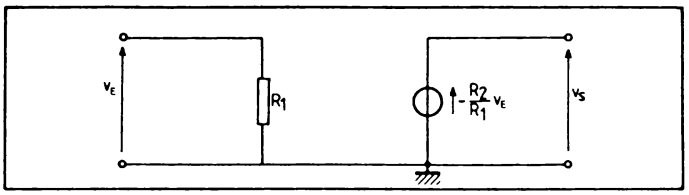


Figure II-6 : Schéma équivalent à l'amplificateur avec inversion.

Le choix de la valeur de R_1 dépend de deux exigences contradictoires :

– R_1 assez élevée pour avoir une grande résistance d'entrée ;

– R_1 assez faible pour avoir une valeur absolue de l'amplification élevée avec un ordre de grandeur raisonnable pour R_2.

Pour que le fonctionnement de l'A.O. soit effectivement linéaire, il faut que la tension de sortie n'atteigne pas la saturation. La tension sur l'entrée − est donnée par le théorème de Millman :

$$v_- = \frac{\frac{v_E}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}.$$

On en déduit la tension différentielle d'entrée de l'A.O. :

$$v_{Ed} = -\frac{R_1 v_s + R_2 v_E}{R_1 + R_2}$$

Pour une valeur donnée de v_E, cette équation est celle d'une droite dans le plan de la caractéristique de transfert de l'A.O.. Par le même raisonnement que précédemment, on obtient la caractéristique du montage (fig. II-7) qui montre que le fonctionnement n'est linéaire que si :

$$|v_E| < \frac{U}{|A|}.$$

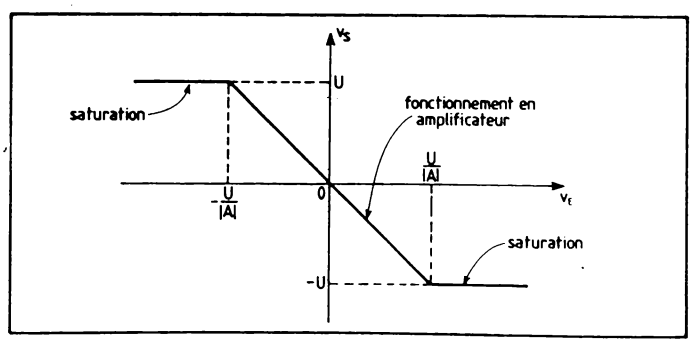


Figure II-7 : Caractéristique de transfert de l'amplificateur avec inversion.

Effet des imperfections statiques de l'A.O.

En utilisant le principe de superposition, on peut étudier séparément les contributions de la tension d'entrée et des différents défauts sur la tension de sortie.

Courants de polarisation

Les courants d'entrée de l'A.O. ne sont pas rigoureusement nuls. Il en résulte une erreur sur la tension de sortie due à la circulation de ces courants dans les résistances du montage. Vis-à-vis des courants de polarisation seuls (tension d'entrée nulle), les montages avec ou sans inversion se ramènent au même schéma (fig. II-8). La tension de sortie de ce montage est :

$$v_s = R_2 I_p^-.$$

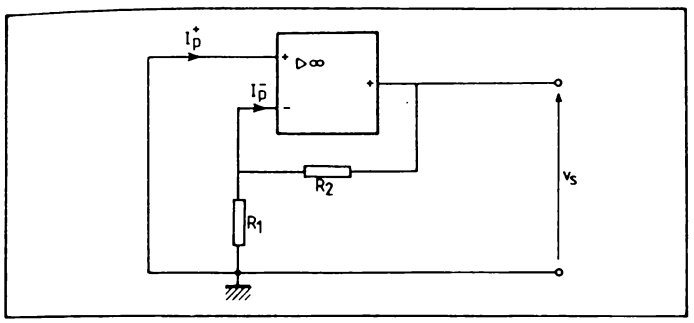


Figure II-8 : Effet des courants de polarisation de l'A.O. sur la tension de sortie d'un amplificateur.

Cette erreur sur la tension de sortie dépend de la valeur de R_2 et du type d'A.O. qui fixe l'ordre de grandeur de I_p^-.

Par exemple, un A.O. bipolaire du type 741 a un courant de polarisation maximal de 500 nA tandis qu'un A.O. bifet du type TL081 a un courant maximal de 400 pA à 25 °C. On a calculé l'erreur sur v_s pour ces deux types d'A.O. et pour plusieurs valeurs de R_2 :

R_2	1 kΩ	10 kΩ	100 kΩ	1 MΩ
v_s (741)	500 µV	5 mV	50 mV	500 mV
v_s (TL081)	400 nV	4 µV	40 µV	400 µV

On constate que les courants de polarisation peuvent être source d'une erreur importante dans le cas des A.O. bipolaires et particulièrement quand la résistance R_2 a une valeur élevée. Pour avoir une erreur faible (par exemple quand la tension de sortie utile est assez petite), il faut utiliser un A.O. à faible courant de polarisation (technologie bifet ou bimos) et choisir la valeur de R_2 la plus petite possible.

On peut minimiser l'effet des courants de polarisation en ajoutant une résistance supplémentaire (fig. II-9 et II-10). Cet artifice est en général nécessaire pour les montages à A.O. bipolaire. Pour le calcul de l'erreur sur v_s, les montages avec ou sans inversion se ramènent au même schéma (fig. II-11).

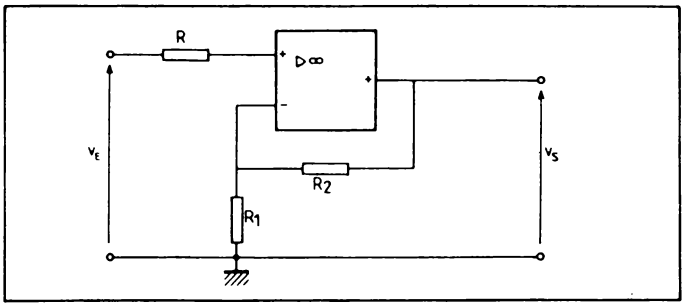


Figure II-9 : Compensation de l'effet des courants de polarisation pour l'amplificateur sans inversion.

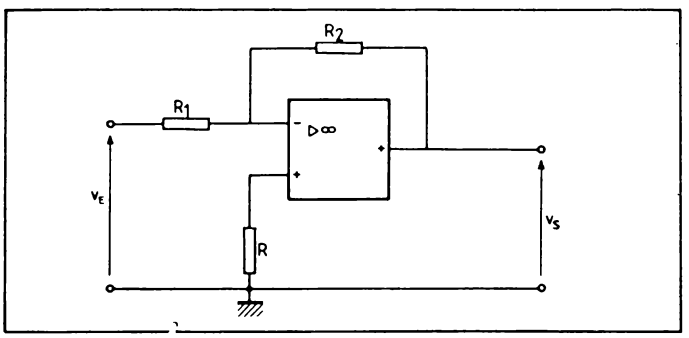


Figure II-10 : Compensation de l'effet des courants de polarisation pour l'amplificateur avec inversion.

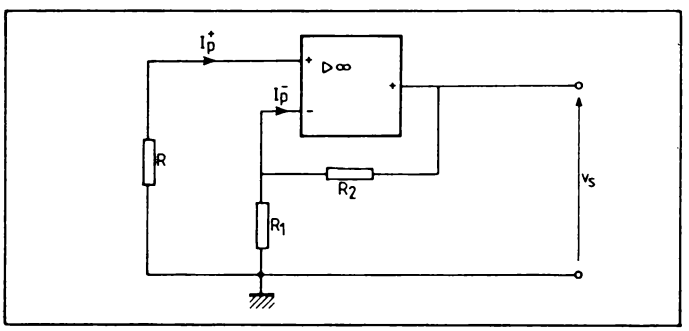


Figure II-11 : Effet des courants de polarisation sur la tension de sortie d'un amplificateur avec résistance de compensation.

La tension de sortie est donnée par le principe de superposition (la tension $v_+ = -RI_p^+$ est amplifiée en montage non inverseur) :

$$v_s = R_2 I_p^- - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R I_p^+.$$

Les courants I_p^+ et I_p^- sont du même ordre de grandeur, mais différents. Leur valeur moyenne est le courant moyen de polarisation I_p et leur écart est le courant de décalage I_d :

$$\begin{cases} I_p^- = I_p - \dfrac{I_d}{2} \\ I_p^+ = I_p + \dfrac{I_d}{2} \end{cases}$$

En remplaçant dans l'expression de v_s, on obtient :

$$v_s = \left[R_2 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R\right] I_p - \left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R\right] \frac{I_d}{2}.$$

L'influence de I_p est éliminée si :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Pour minimiser l'effet des courants de polarisation, il faut équilibrer les résistances vues des entrées + et − de l'A.O..

Si l'on assure cette condition, il reste :

$$v_s = - R_2 I_d.$$

Pour minimiser l'effet du courant de décalage, il faut choisir pour R_2 une valeur aussi faible que possible.

Par exemple un 741 a un courant de décalage maximal de 200 nA tandis qu'un TL081 a un courant de décalage maximal de 200 pA à 25 °C. On a calculé l'erreur sur v_s correspondante pour plusieurs valeurs de R_2 :

R_2	1 kΩ	10 kΩ	100 kΩ	1 MΩ
$\|v_s\|$ (741)	200 µV	2 mV	20 mV	200 mV
$\|v_s\|$ (TL081)	200 nV	2 µV	20 µV	200 µV

On constate que malgré la résistance de compensation, l'erreur sur la tension de sortie peut rester importante à cause du courant de décalage.

Tension de décalage

La tension de décalage à l'entrée de l'A.O. a également un effet sur la tension de sortie (fig. II-12) :

$$v_s = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_d.$$

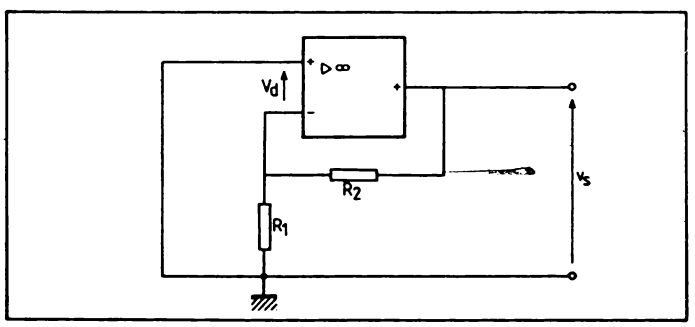


Figure II-12 : Effet de la tension de décalage sur la sortie d'un amplificateur.

Par exemple, la tension de décalage maximale est de 6 mV pour un 741 et de 15 mV pour un TL081, à 25 °C. L'erreur en sortie dépend de l'amplification du montage, choisi ici sans inversion :

A	10	100
$\|v_s\|$ (741)	60 mV	600 mV
$\|v_s\|$ (TL081)	150 mV	1,5 V

On constate que l'erreur en sortie peut être importante particulièrement si l'amplification du montage est élevée.

Beaucoup d'A.O. possèdent des bornes prévues pour y connecter un potentiomètre de réglage du décalage. Le branchement nécessaire pour le 741 est indiqué à la figure II-13. Pour d'autres modèles d'A.O., le brochage et la valeur du potentiomètre sont différents. Il faut donc consulter la notice propre à chaque circuit. Il suffit ensuite de régler le potentiomètre pour avoir $v_s = 0$ quand $v_E = 0$.

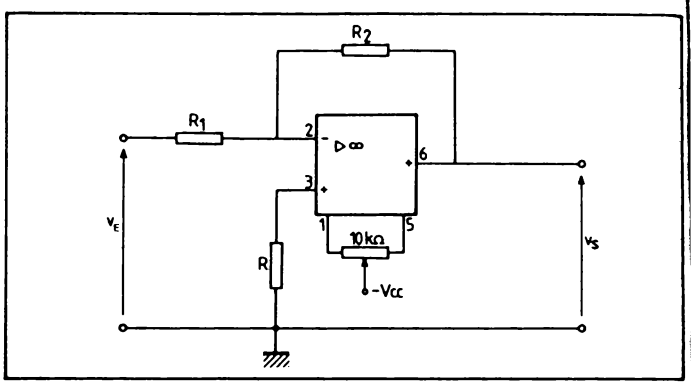


Figure II-13 : Branchement du potentiomètre de réglage du décalage pour un 741.

Pour un A.O. qui ne possède pas de broches prévues pour la compensation du décalage, on peut appliquer une tension réglable sur l'une des entrées. On pourrait penser utiliser un simple diviseur potentiométrique (fig. II-14), mais cette solution est inapplicable car la moindre différence entre les deux résistances de 100 kΩ entraînerait un décalage de la plage de réglage du potentiomètre et il ne serait pas possible d'obtenir un ajustage autour de 0. Un montage permettant de remédier à ce problème est donné à la figure II-15. Les valeurs choisies autorisent un réglage d'environ −15 mV à 15 mV.

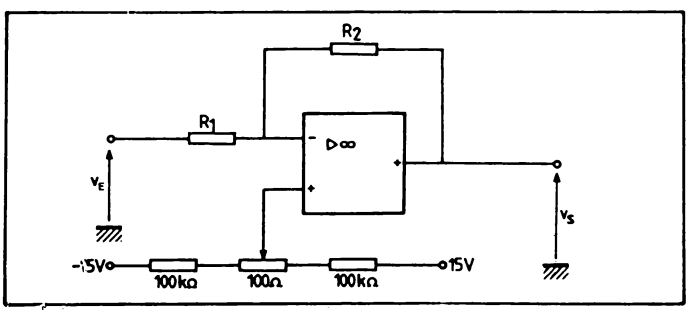


Figure II-14 : Compensation externe de la tension de décalage : mauvaise solution.

La compensation n'est pas toujours nécessaire, en particulier pour les montages à faible gain et pour les amplificateurs alternatifs.

Influence de la température

Le courant de polarisation, le courant de décalage et la tension de décalage varient avec la température. Les constructeurs chiffrent cette dérive soit en donnant des

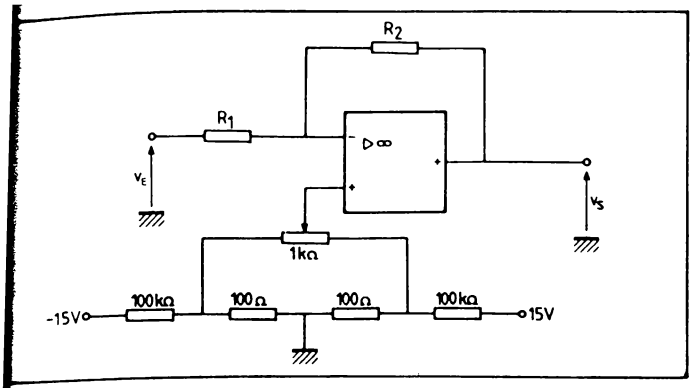


Figure II-15 : Compensation externe de la tension de décalage : bonne solution.

valeurs maximales des paramètres pour toute la plage de température autorisée, soit en définissant un coefficient de température.

Par exemple, un TL081 a un coefficient de température sur la tension de décalage de 10 μV/°C. Si l'on a réglé le potentiomètre de décalage à 25 °C et que la température croît jusqu'à 50 °C, la tension de décalage à l'entrée atteint :

$$10 \times (50 - 25) = 250\ \mu V.$$

Si le montage a une amplification de 100, l'erreur en sortie est de 25 mV.

Lors du choix d'un A.O., il faut tenir compte des dérives des paramètres pour chiffrer le décalage en sortie dans toute la plage de température prévue pour le montage.

Limitation de la rapidité des amplificateurs à A.O.

Si le modèle de l'A.O. idéal est tout à fait vérifié pour des tensions continues ou lentement variables, celui-ci devient de moins en moins applicable quand les signaux sont plus rapides. Deux phénomènes produisent cette limitation : la bande passante et la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O.. Comme nous allons le voir, le premier phénomène intervient pour des tensions de sortie de faible amplitude alors que le deuxième apparaît pour des signaux de grande amplitude.

Influence de la bande passante de l'A.O.

L'étude est faite en régime sinusoïdal et on utilise la notation complexe. La démonstration n'est pas indispensable en première lecture et on peut simplement en utiliser les résultats.

Un A.O. compensé est un système du premier ordre. Sa transmittance est :

$$\mu = \frac{V_s}{V_{Ed}} = \frac{\mu_0}{1 + j\dfrac{f}{f_0}}.$$

où μ_0 est l'amplification statique (très élevée) et f_0 la fréquence de coupure à 3 dB de l'A.O.

L'ordre de grandeur de ces paramètres est donné pour un 741 :

$$\begin{vmatrix} \mu_0 = 10^5 \quad (20 \lg \mu_0 = 100\ dB) \\ f_0 = 10\ Hz. \end{vmatrix}$$

Quand on considère l'A.O. comme idéal, on estime que v_{Ed} est nulle en régime linéaire et donc que $|\mu|$ est infini puisque v_s n'est pas nulle. Pour que ce modèle soit valable, il faut donc que $|\mu|$ soit très élevé, ce qui est vrai aux fréquences basses ($|\mu|$ est voisin de $\mu_0 = 10^5$), mais ce qui n'est plus vrai quand la fréquence augmente. Avec la pente de l'asymptote à −20 dB/décade, $|\mu|$ est divisé par 10 quand la fréquence est multipliée par 10. Toujours avec le 741, on a calculé l'ordre de grandeur de $|\mu|$ à diverses fréquences :

f	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
$\lvert\mu\rvert$	10^4	10^3	10^2	10	1

Ces variations de μ affectent l'amplification A du montage et il faut reprendre le calcul.

** Cas de l'amplificateur sans inversion*

On a : $$V_s = \mu\, V_{Ed}$$

et : $$V_{Ed} = V_E - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

On en déduit, en éliminant V_{Ed} :

$$A = \frac{V_s}{V_E} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \dfrac{1}{\mu}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)}.$$

Soit, en remplaçant μ par son expression :

$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \dfrac{1}{\mu_0}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + j\dfrac{f}{f_0}\right)}$$

Ce résultat peut se mettre sous la forme :

$$A = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{f}{f_c}}$$

avec :

$$A_0 = \frac{\mu_0}{1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}\mu_0} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ car } \mu_0 \gg 1$$

et : $$f_c = \left(1 + \mu_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) f_0.$$

On calcule le produit de l'amplification A_0 par la fréquence de coupure f_c :

$$A_0 f_c = \mu_0 f_0.$$

* *Cas de l'amplificateur avec inversion*

On a : $$V_s = \mu\, V_{Ed}$$

et : $$V_{Ed} = -\frac{R_2\, V_E + R_1\, V_s}{R_1 + R_2}.$$

On en déduit :

$$A = \frac{V_s}{V_E} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{\mu}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Soit : $$A = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{\mu_0}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_0}\right)}$$

Ce résultat peut se mettre sous la forme :

$$A = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_c}}$$

avec : $$A_0 = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{\mu_0}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \approx -\frac{R_2}{R_1} \text{ car } \mu_0 \gg 1$$

et : $$f_c = \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\mu_0\right) f_0 \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}\mu_0 f_0.$$

On calcule le produit $|A_0|\, f_c$:

$$|A_0|\, f_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\mu_0 f_0$$

En général, dans un amplificateur, on a $R_1 \ll R_2$ et donc :

$$|A_0|\, f_c \approx \mu_0 f_0$$

En conclusion, on constate qu'un amplificateur à A.O., qu'il soit avec ou sans inversion, est un système passe-bas du premier ordre dont l'amplification statique A_0 et la fréquence de coupure f_c sont liées par la relation :

$$|A_0|\, f_c = \mu_0 f_0.$$

Le produit $\mu_0 f_0$ est une caractéristique de l'A.O. que l'on nomme parfois facteur de mérite. C'est un critère de choix important pour l'A.O. quand on veut concevoir un amplificateur de gain et de bande passante donnés.

La détermination de la bande passante correspondant à un gain donné peut aussi se faire graphiquement. On trace la courbe de gain du diagramme de Bode linéarisé de l'A.O. (fig. II-16). On place la droite horizontale correspondant au gain G que l'on veut obtenir pour le montage. La bande passante de l'amplificateur se lit à l'intersection de l'asymptote de pente −20 dB/décade et de la droite tracée. La courbe en trait plein est la représentation du gain du montage. Les valeurs numériques obtenues avec un 741 sont données à la figure II-17.

Sauf pour les signaux de faible amplitude, les phénomènes liés à la bande passante de l'A.O. sont souvent masqués par une limitation due à la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O.

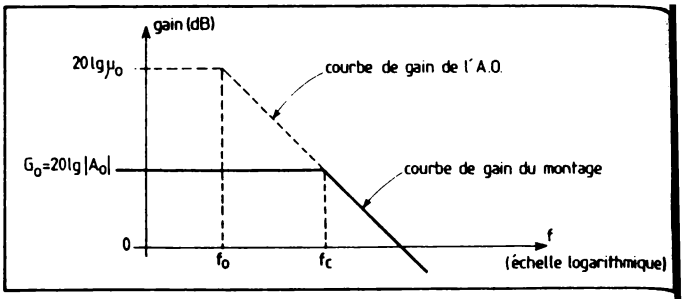


Figure II-16 : Détermination graphique de la bande passante d'un amplificateur.

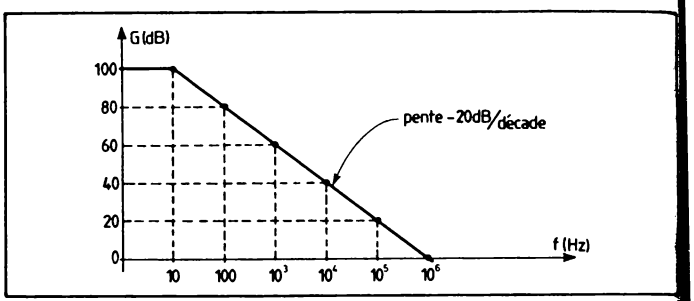


Figure II-17 : Bande passante correspondant à divers gains pour un 741.

Influence de la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O.

La vitesse maximale de variation de la tension de sortie (slew rate) est la pente maximale de v_s :

$$S = \left(\frac{dv_s}{dt}\right)_{max}.$$

Soit un signal sinusoïdal :

$$v_s = V_{SM} \sin \omega t$$

La pente en chaque point est :

$$\frac{dv_s}{dt} = V_{SM}\, \omega \cos \omega t$$

Pour qu'il n'y ait pas de déformation de la tension de sortie, il faut que cette pente soit toujours inférieure à S. La valeur maximale atteinte par la pente de v_s est :

$$\left(\frac{dv_s}{dt}\right)_{max} = V_{SM}\omega.$$

La condition s'écrit donc :

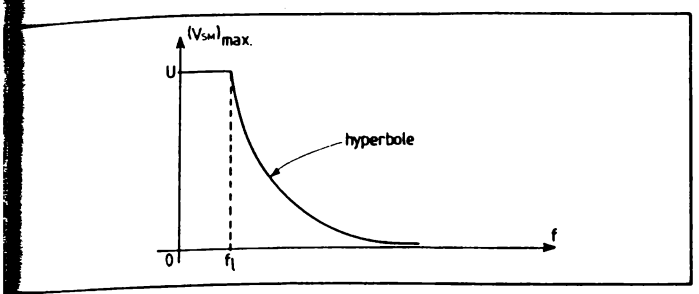
$$V_{SM}\, \omega \leqslant S.$$

Si la fréquence est fixée et l'A.O. choisi, cette relation donne l'amplitude maximale de la tension de sortie que l'on peut obtenir sans déformation :

$$\left(V_{SM}\right)_{max} = \frac{S}{2\pi f}.$$

On peut ainsi tracer la courbe de la figure II-18 qui représente l'amplitude maximale en fonction de la fréquence.

n y voit que pour les signaux lents, c'est la saturation ui limite l'amplitude de sortie, mais qu'à partir de la fréuence f_1, c'est le slew rate qui est plus restrictif.



igure II-18 : Amplitude maximale de la tension de sortie utilisable ans déformation en fonction de la fréquence.

nversement, si l'on a fixé l'amplitude du signal de sortie, a fréquence maximale est donnée par :

$$f_{max} = \frac{S}{2\pi V_{SM}}.$$

ette condition est souvent plus contraignante que la mite imposée par la bande passante de l'A.O.

n conclusion, un A.O. utilisé en régime variable doit être hoisi en fonction de deux paramètres : sa bande pasante et sa vitesse maximale de variation de la tension e sortie.

mplificateurs à gain élevé

omme il a été vu plus haut, il faut choisir une valeur aible pour la résistance de contre-réaction R_2 afin de minimiser l'effet du courant de décalage sur la tension de sortie. Il est alors impossible d'obtenir un amplificateur à gain important. On peut pallier cet inconvénient en ajoutant un diviseur résistif en sortie.

Amplificateur sans inversion

e schéma du montage est représenté à la figure II-19.

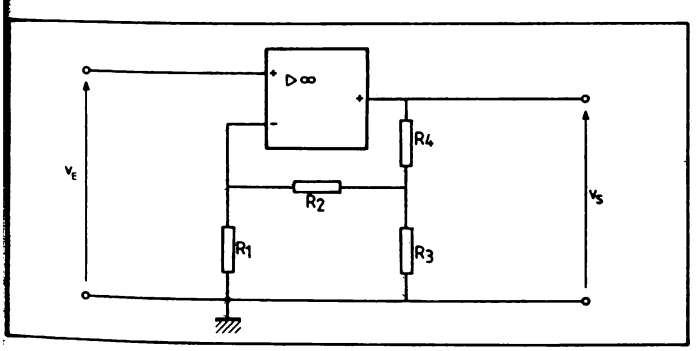


Figure II-19 : Amplificateur non inverseur à gain élevé.

L'A.O. étant en régime linéaire, la tension sur l'entrée − est égale à la tension sur l'entrée +, donc à v_E. On peut transformer le diviseur résistif par le théorème de Thévenin, ce qui donne le schéma de la figure II-20. On en déduit :

$$v_E = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + \dfrac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_s$$

soit : $$v_s = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_3 R_4}{R_1 R_3} v_E.$$

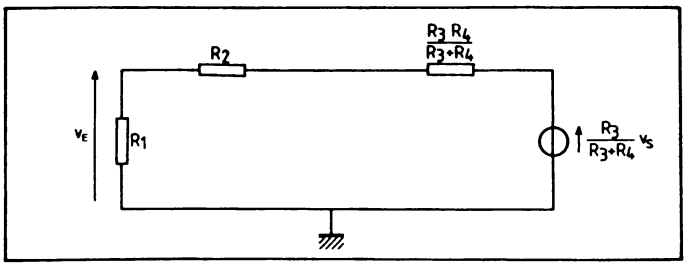


Figure II-20 : Utilisation du théorème de Thévenin pour le calcul de v_s en fonction de v_E dans le montage de la figure II-19.

Si l'on choisit $R_3 \ll R_2$ et $R_4 \ll R_2$, on a l'expression approchée :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_E.$$

Amplificateur avec inversion

Le schéma du montage est représenté à la figure II-21.

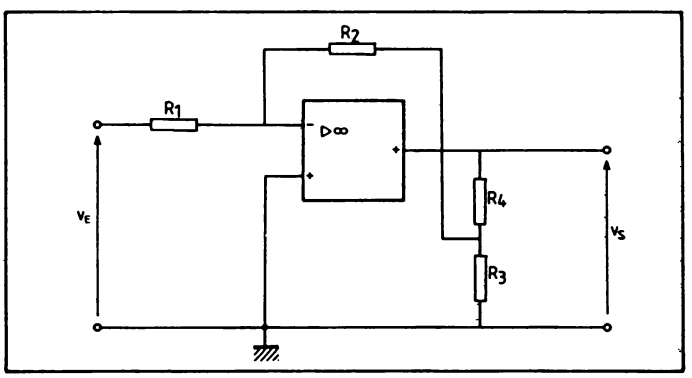


Figure II-21 : Amplificateur inverseur à gain élevé.

De la même façon que précédemment, on transforme le diviseur résistif par le théorème de Thévenin, ce qui donne le schéma de la figure II-22. L'égalité des courants dans R_1 et dans R_2 permet d'écrire :

$$-\frac{v_E}{R_1} = \frac{\dfrac{R_3}{R_3 + R_4} v_s}{R_2 + \dfrac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}}$$

On en déduit :

$$v_s = -\frac{R_2 R_3 R_4 + R_2 R_3 + R_2 R_4}{R_1 R_2 R_3} v_E$$

Si l'on choisit $R_3 \ll R_2$, on a :

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_E$$

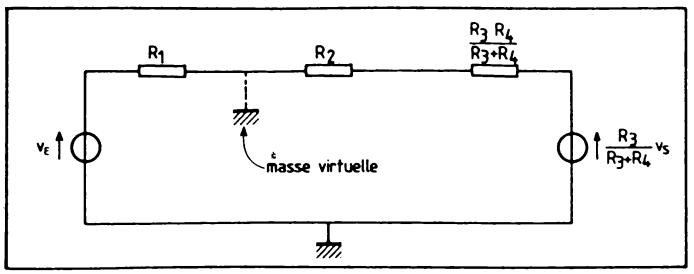


Figure II-22 : Utilisation du théorème de Thévenin pour le calcul de v_s en fonction de v_E dans le montage de la figure II-21.

En conclusion, le fait d'utiliser un diviseur résistif R_3, R_4 en sortie d'un montage avec ou sans inversion permet de multiplier l'amplification du montage par $1 + \frac{R_4}{R_3}$. On peut choisir une valeur raisonnable pour R_2 et ainsi minimiser l'effet du courant de décalage de l'A.O.

Association d'étages

But de l'utilisation de plusieurs étages

On a vu plus haut que la bande passante f_c d'un montage dépend de son amplification A_0 et du facteur de mérite $\mu_0 f_0$ de l'A.O. :

$$f_c = \frac{\mu_0 f_0}{|A_0|}.$$

Quand on veut une bande passante assez élevée avec une amplification significative, on peut utiliser un A.O. ayant un bon facteur de mérite, mais celui-ci risque d'être coûteux. Une autre solution consiste à associer plusieurs étages amplificateurs utilisant chacun un A.O. ordinaire.

Propriétés de l'association d'étages

A titre d'exemple, on choisit de n'utiliser comme A.O. que des 741 dont la courbe de réponse est représentée à la figure II-17.

On veut réaliser un montage d'amplification 100 et on se propose de déterminer la bande passante obtenue avec un ou deux étages.

Si l'on n'utilise qu'un seul étage non inverseur (fig. II-23), la bande passante est :

$$f_c = \frac{10^6}{100} = 10^4 \text{ Hz (10 kHz)}.$$

On peut aussi employer deux étages inverseurs d'amplification -10 (fig. II-24). La bande passante de chaque étage est :

$$f'_c = \frac{10^6}{10} = 10^5 \text{ Hz (100 kHz)}.$$

La bande passante des deux étages associés est légèrement inférieure puisqu'à la fréquence de coupure propre à chaque étage, l'affaiblissement total est de 6 dB.

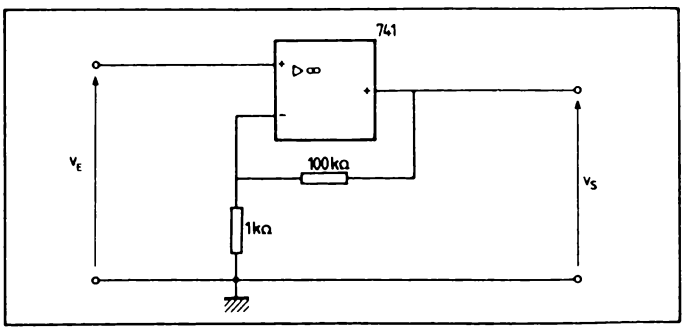


Figure II-23 : Amplification de 100 réalisée avec un seul étage.

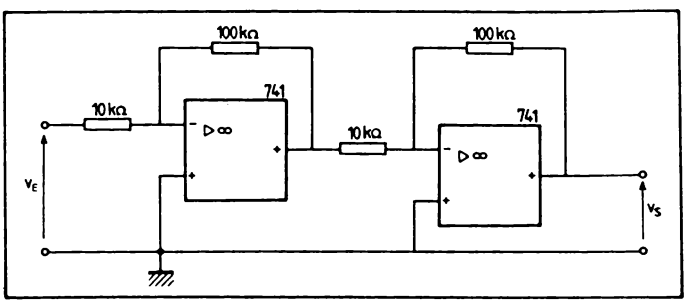


Figure II-24 : Amplification de 100 réalisée avec deux étages identiques.

Limites des associations d'étages

En fait, la bande passante de 100 kHz n'est guère utilisable car l'amplitude maximale de la tension de sortie imposée par le slew rate est faible. A 100 kHz, on a :

$$(V_{SM})_{max} = \frac{0{,}5 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 10^5} = 0{,}8 \text{ V}$$

L'amplitude du signal d'entrée correspondant est de 8 mV.

En conclusion, l'utilisation de plusieurs étages permet d'augmenter la bande passante d'un amplificateur, mais n'améliore pas la limitation imposée par la vitesse maximale de variation de la tension de sortie. Ce n'est donc pas toujours la bonne solution pour travailler à des fréquences plus élevées.

Couplage alternatif

Quand un amplificateur fonctionne avec des signaux alternatifs, on peut utiliser des condensateurs de liaison qui permettent de ne transmettre que les composantes alternatives en éliminant ainsi d'éventuels décalages continus.

Amplificateur sans inversion

Le schéma du montage est donné à la figure II-25.

La résistance R_3 est nécessaire pour polariser l'entrée de l'A.O. car le condensateur de liaison C ne permet pas le passage du courant continu de polarisation.

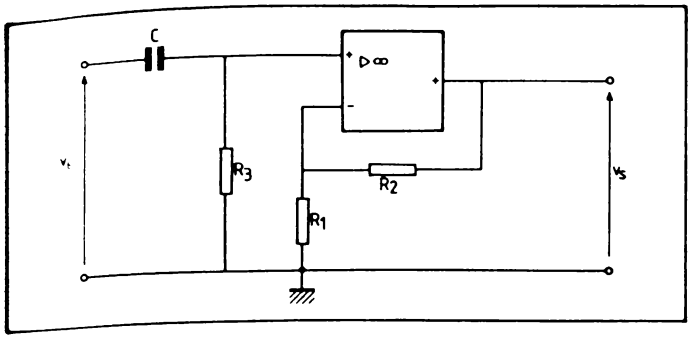


Figure II-25 : Amplificateur sans inversion à couplage alternatif.

La tension sur l'entrée + est :

$$V_+ = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{j\,C\omega}}\,V_E = \frac{j\,R_3\,C\omega}{1 + j\,R_3\,C\omega}\,V_E.$$

La tension sur l'entrée − est toujours :

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\,V_s$$

L'A.O. est en régime linéaire, donc :

$$V_- = V_+$$

Soit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}\,V_s = \frac{j\,R_3\,C\omega}{1 + j\,R_3\,C\omega}\,V_E.$$

On en déduit l'amplification du montage :

$$A = \frac{V_s}{V_E} = \frac{j\,R_3\,C\omega}{1 + j\,R_3\,C\omega}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Il s'agit de la transmittance d'un système passe-haut du premier ordre, de fréquence de coupure :

$$f_l = \frac{1}{2\pi\,R_3\,C}.$$

La courbe de gain du diagramme de Bode linéarisé est représentée à la figure II-26.

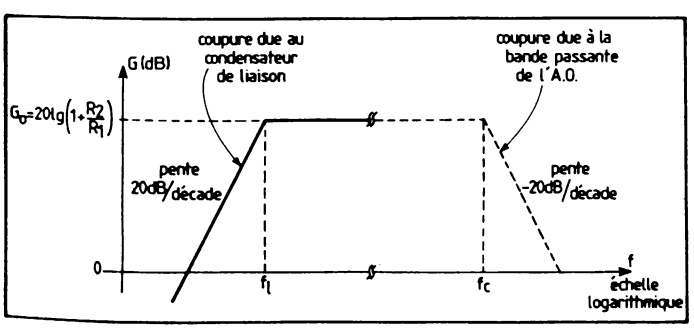


Figure II-26 : Réponse en fréquence de l'amplificateur sans inversion à couplage alternatif.

Comme on l'a vu précédemment, il existe également une fréquence de coupure haute f_c due à la bande passante limitée de l'A.O.. La modification correspondante est indiquée en trait discontinu sur la figure précédente.

La résistance d'entrée du montage n'est plus infinie comme pour l'amplificateur à liaison continue, mais elle est égale à R_3 (dans la bande passante où l'impédance de C est négligeable). Si on utilise un A.O. bipolaire, R_3 ne peut pas être très élevée. On a donc tout intérêt à employer dans ce montage un A.O. *bifet* ou *bimos* avec lequel on pourra choisir une résistance R_3 très élevée (jusque 10 MΩ) puisque le courant de polarisation est très faible.

Amplificateur avec inversion

Le schéma du montage est donné à la figure II-27.

L'égalité des courants dans R_1 et dans R_2 s'écrit :

$$\frac{V_E}{R_1 + \frac{1}{j\,C\omega}} = -\frac{V_s}{R_2}$$

D'où :

$$A = \frac{V_s}{V_E} = -\frac{j\,R_1\,C\omega}{1 + j\,R_1\,C\omega}\,\frac{R_2}{R_1}.$$

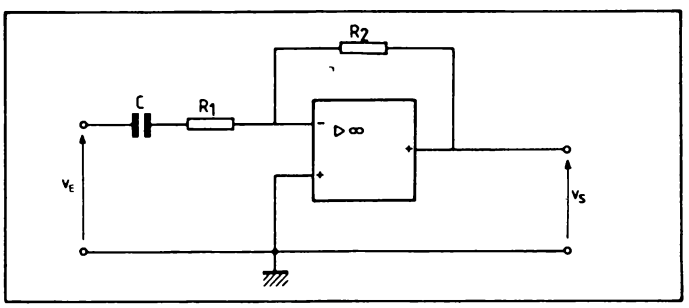


Figure II-27 : Amplificateur avec inversion à couplage alternatif.

Le montage est un système passe-haut du premier ordre, de fréquence de coupure :

$$f_l = \frac{1}{2\pi\,R_1 C}$$

La courbe de gain du diagramme de Bode linéarisé est donnée à la figure II-28.

Le choix du condensateur de liaison C se fait de telle façon que la fréquence de coupure f_l soit très inférieure à la fréquence f_1 la plus basse du signal d'entrée, par exemple :

$$f_l = \frac{1}{10}\,f_1.$$

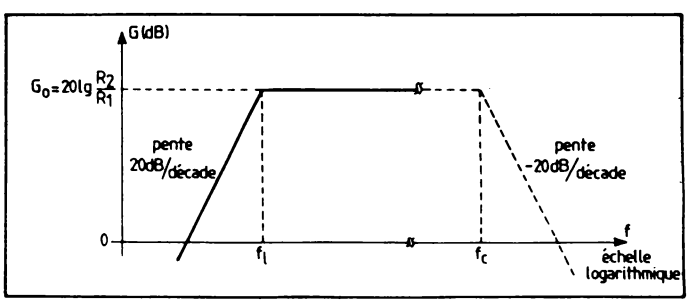


Figure II-28 : Réponse en fréquence de l'amplificateur avec inversion à couplage alternatif.

Amplificateurs à alimentation unique

L'A.O. est en général utilisé avec une alimentation double symétrique, mais un certain nombre de montages peuvent être réalisés avec une alimentation simple, moyennant de petites modifications. On peut ainsi faire des amplificateurs alternatifs à alimentation unique, à condition d'assurer une polarisation correcte de l'A.O..

Amplificateur sans inversion

Le schéma du montage est indiqué à la figure II-29.

Le diviseur résistif R_3, R_4 sert à polariser correctement l'entrée de l'A.O. en maintenant son potentiel positif lorsqu'un signal alternatif est appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

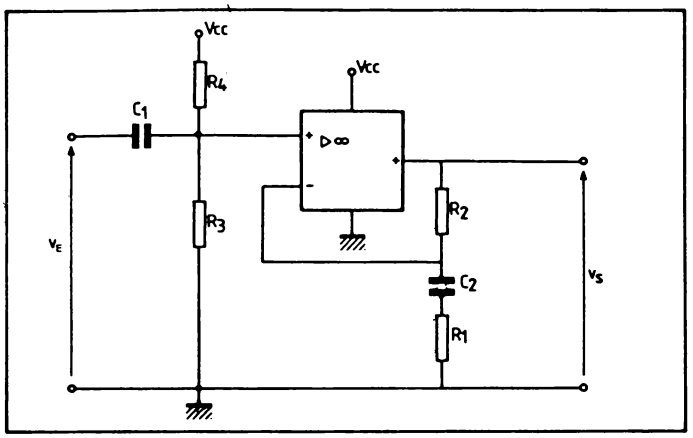


Figure II-29 : Amplificateur sans inversion à alimentation simple.

Pour les composantes continues, les condensateurs sont des circuits ouverts. Le schéma correspondant est celui de la figure II-30.

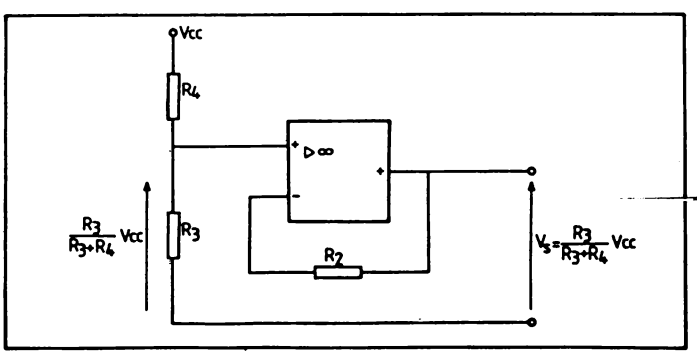


Figure II-30 : Schéma de l'amplificateur sans inversion, pour les composantes continues.

On choisit les condensateurs afin qu'ils aient une impédance négligeable pour les signaux alternatifs utilisés. On a alors :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

et :

$$R_e = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

Les chronogrammes des tensions sont indiqués à la figure II-31. La composante alternative $\tilde{v}_s$ de la tension de sortie se superpose à la composante continue V_s :

$$v_s = V_s + \tilde{v}_s.$$

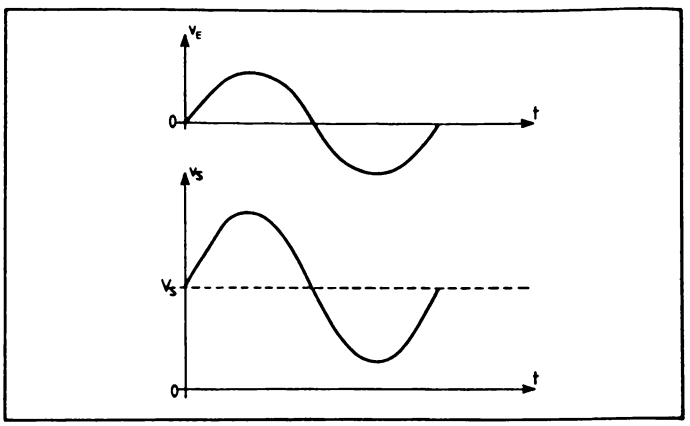


Figure II-31 : Chronogrammes du montage de la figure II-29.

Les tensions de saturation de l'A.O. étant voisines de 0 et de V_{cc}, on voit que, pour obtenir l'excursion maximale en sortie, il faut choisir :

$$V_s = \frac{V_{cc}}{2}$$

et donc :

$$R_3 = R_4.$$

Amplificateur avec inversion

Le schéma du montage est représenté à la figure II-32.

Le schéma valable pour les composantes continues est donné à la figure II-33.

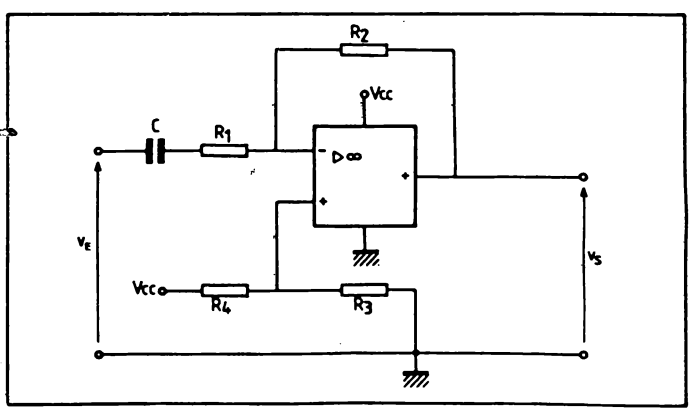


Figure II-32 : Amplificateur avec inversion à alimentation simple.

Le condensateur étant choisi pour avoir une impédance négligeable avec les signaux alternatifs utilisés, on a :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

et $R_e = R_1$.

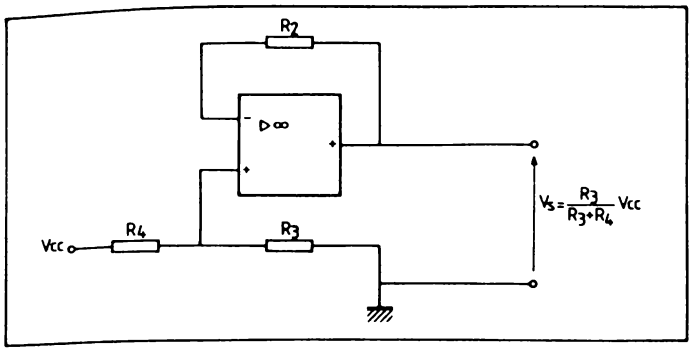


Figure II-33 : Schéma de l'amplificateur avec inversion, pour les composantes continues.

Les chronogrammes des tensions sont donnés à la figure II-34. On constate que pour avoir l'excursion maximale en sortie, il faut choisir $R_3 = R_4$.

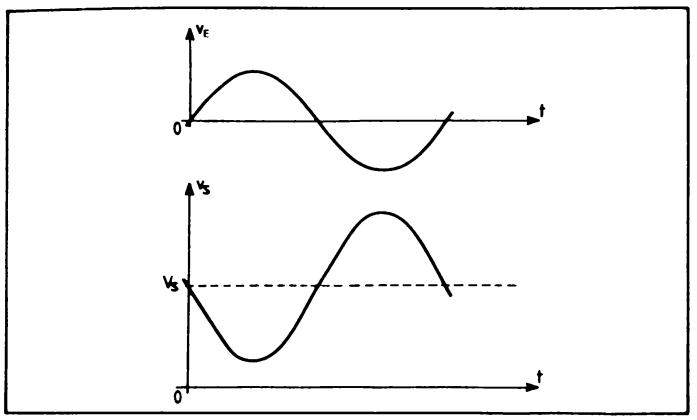


Figure II-34 : Chronogrammes du montage de la figure II-32.

Synthèse d'un amplificateur

Premier exemple : amplificateur à liaison continue

On désire concevoir un amplificateur ayant les performances suivantes :
- amplification : $A = -10$
- résistance d'entrée : $R_e = 10\ k\Omega$
- résistance de sortie : R_s très faible,
- amplitude maximale admissible en entrée : $(V_{EM})_{max} = 1\ V$
- décalage maximal en sortie : $(V_{Sd})_{max} = 10\ mV$ à 25 °C
- dérive maximale pour la plage de température 0;60 °C : $(\Delta V_{Sd})_{max} = 10\ mV$
- bande passante [0;10 kHz].

L'amplificateur est inverseur, on utilise le schéma de la figure II-5.
La résistance d'entrée impose la valeur de R_1 :

$$R_1 = 10\ k\Omega$$

L'amplification fixe la valeur de R_2 :

$$R_2 = 100\ k\Omega$$

L'amplitude maximale de la tension de sortie est :

$$(V_{SM})_{max} = 10 \times 1 = 10\ V$$

Elle impose une tension d'alimentation supérieure de quelques volts à cette valeur, afin de ne jamais saturer l'A.O.. On choisit par exemple $V_{cc} = 15\ V$. L'alimentation est symétrique pour pouvoir traiter des signaux positifs et négatifs.

La fréquence de coupure haute f_c fixe le facteur de mérite nécessaire pour l'A.O. :

$$\mu_0 f_0 = 10 \times 10^4 = 10^5\ Hz \quad \text{soit } 100\ kHz.$$

La vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O. doit permettre que les signaux ne soient pas déformés dans toute la bande passante et dans toute la gamme d'amplitude possible. La valeur minimale exigée est :

$$S_{min} = 2\pi \times 10^4 \times 10 = 6{,}28 \cdot 10^5\ V/s \quad \text{soit } 0{,}628\ V/\mu s.$$

Le décalage en sortie est dû au courant de polarisation et à la tension de décalage en entrée. Dans le cas le plus défavorable, ces deux contributions s'ajoutent :

$$|V_{Sd}| = R_2\,|I_p^-| + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)|V_d|$$

Pour minimiser le terme dû au courant de polarisation, on choisit un A.O. *bifet*. On a alors :

$$|V_{Sd}| \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)|V_d|$$

La valeur maximale de la tension de décalage en entrée est :

$$(V_d)_{max} = \frac{10}{11} = 0{,}91\ mV.$$

La dérive impose la valeur maximale du coefficient de température de la tension de décalage en entrée :

$$\alpha_{max} = \frac{(\Delta V_{Sd})_{max}}{1 + \dfrac{R_2}{R_1}} \frac{1}{\Delta \theta}$$

$$\alpha_{max} = \frac{10^{-2}}{11} \frac{1}{60} = 1{,}51 \cdot 10^{-5}\ V/°C \text{ soit } 15{,}1\ \mu V/°C$$

La valeur demandée pour le facteur de mérite est assurée par tous les A.O., mais la valeur nécessaire pour la vitesse maximale de variation de la tension de sortie élimine les A.O. courants comme le 741 ($S = 0{,}5\ V/\mu s$). Le TL081 aurait un slew rate suffisant, mais sa tension de décalage en entrée est trop importante (15 mV en valeur maximale). Il faut donc choisir un A.O. ayant un faible décalage et une faible dérive. Un TL087 convient :

$\mu_0 f_0 = 3\ MHz$	(typique)
$S = 13\ V/\mu s$	(typique)
$V_d = 0{,}5\ mV$	(maximal)
$\alpha = \dfrac{\Delta V_d}{\Delta \theta} = 10\ \mu V/°C$	(typique)

Le schéma complet du montage est donné à la figure II-35.

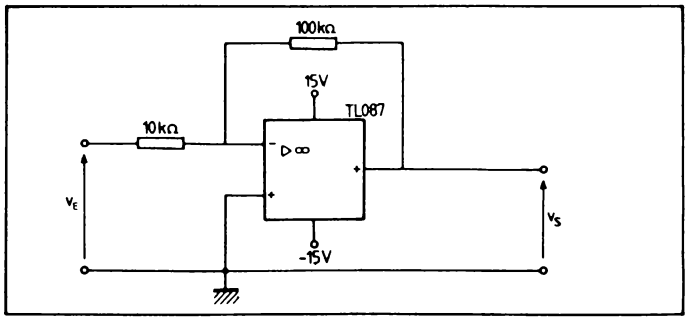


Figure II-35 : Exemple d'amplificateur à liaison continue.

Deuxième exemple : amplificateur à liaison alternative

On désire concevoir un amplificateur alternatif répondant au cahier des charges suivant :

- amplification : $A = -15$
- résistance d'entrée : $R_e = 10\ k\Omega$
- résistance de sortie : R_s très faible
- bande passante : [10 Hz ; 1 kHz]
- alimentation simple : 10 V

On utilise le montage de la figure II-32.
La résistance d'entrée impose la valeur de R_1 :

$$R_1 = 10\ k\Omega$$

L'amplification fixe la valeur de R_2 :

$$R_2 = 150\ k\Omega$$

La fréquence de coupure basse donne la capacité du condensateur de liaison :

$$C = \frac{1}{2\pi\ R_1\ f_l}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10} = 1{,}59 \cdot 10^{-6} F \quad \text{soit } 1{,}59\ \mu F.$$

On choisit la valeur normalisée supérieure : 2,2 μF. La fréquence de coupure haute ne sera pas une contrainte, tous les A.O. permettant de l'atteindre. Les décalages ont peu d'importance puisque la liaison est alternative. On choisit donc un A.O. courant prévu pour l'alimentation unique, par exemple le 324. La polarisation de l'entrée + est obtenue par deux résistances identiques, dont on prend la valeur assez élevée pour limiter la consommation : par exemple 100 kΩ.

Le schéma complet du montage est donné à la figure II-36.

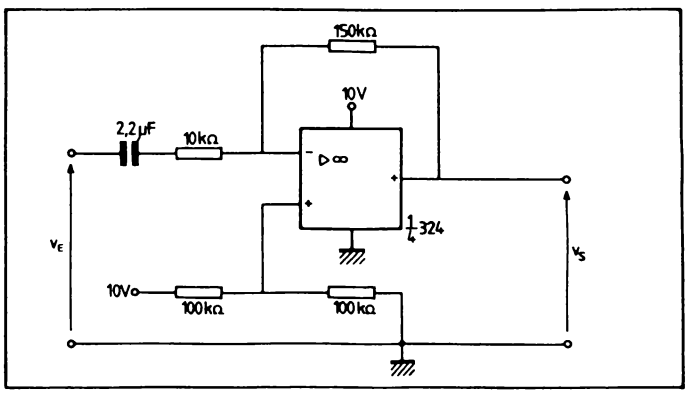


Figure II-36 : Exemple d'amplificateur à liaison alternative.

Chapitre III

Circuits réalisant des fonctions linéaires

L'A.O. tire son nom du fait qu'il a été utilisé en premier lieu pour réaliser des opérations mathématiques : addition, soustraction, intégration... C'est ce qui a permis le développement des calculateurs et des simulateurs analogiques qui peuvent donner la solution d'une équation différentielle régissant un phénomène quelconque en réalisant les circuits électroniques correspondants. Cette technique a aujourd'hui perdu de son importance à cause des calculateurs numériques, mais les montages à A.O. réalisant des opérations mathématiques ont maintenant de nombreuses autres applications dans des domaines variés de l'électronique.

Additionneurs et soustracteurs

Additionneur avec inversion

Le schéma du montage est donné à la figure III-1.

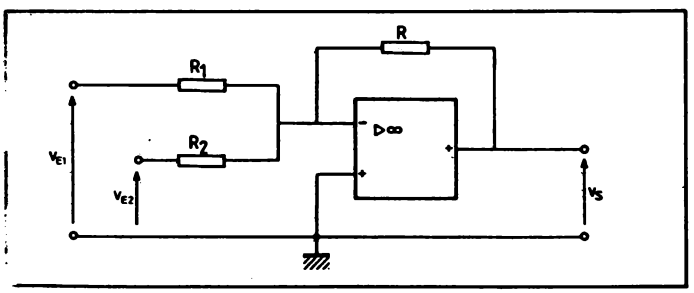


Figure III-1 : Additionneur avec inversion.

L'A.O. est en régime linéaire grâce à la contre-réaction, donc l'entrée – est une masse virtuelle. La loi des nœuds en ce point donne :

$$\frac{V_{E1}}{R_1} + \frac{V_{E2}}{R_2} + \frac{V_s}{R} = 0$$

Donc :

$$V_s = - R \left(\frac{V_{E1}}{R_1} + \frac{V_{E2}}{R_2} \right).$$

Dans le cas où les valeurs de R, R_1 et R_2 sont identiques, on obtient un additionneur :

$$V_s = - (V_{E1} + V_{E2})$$

Les entrées sont indépendantes du fait que la borne – est une masse virtuelle. La résistance d'entrée est R_1 pour V_{E1} et R_2 pour V_{E2}.

On peut minimiser l'effet des courants de polarisation (en particulier avec un A.O. bipolaire) en équilibrant les résistances vues des deux entrées de l'A.O.. Le schéma correspondant est indiqué à la figure III-2 et la valeur de la résistance additionnelle R_0 est telle que :

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R}.$$

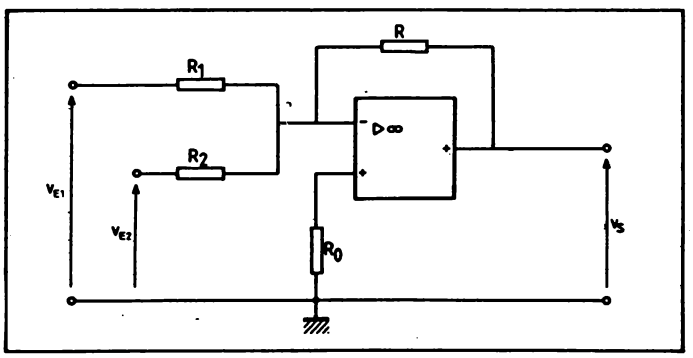


Figure III-2 : Compensation de l'effet des courants de polarisation de l'A.O. dans l'additionneur avec inversion.

Du fait de son principe (addition de courants à une masse virtuelle), on peut utiliser un nombre quelconque d'entrées ainsi qu'il est indiqué à la figure III-3. On obtient alors :

$$V_s = - R \sum_{k=1}^{n} \frac{V_{Ek}}{R_k}.$$

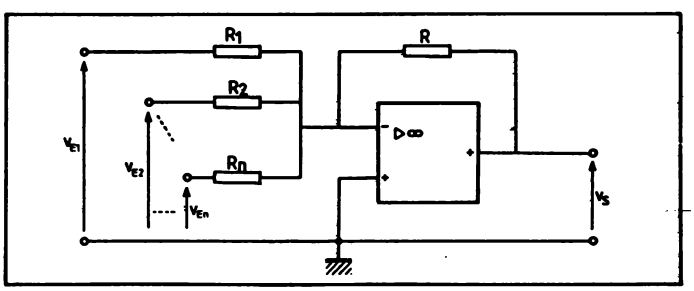


Figure III-3 : Additionneur avec inversion à entrées multiples.

Exemple de réalisation

La figure III-4 représente un additionneur à trois entrées. Les résistances R_1, R_2, R_3 et R, toutes identiques ont été

choisies assez élevées pour que la résistance d'entrée soit grande (on évite de prendre plus de 100 kΩ pour limiter l'erreur en sortie due au courant de décalage de l'A.O. qui est un 741). La résistance nécessaire pour minimiser l'effet des courants de polarisation est théoriquement de 25 kΩ (4 résistances de 100 kΩ en parallèle). La valeur normalisée la plus proche (série E12) est 27 kΩ.

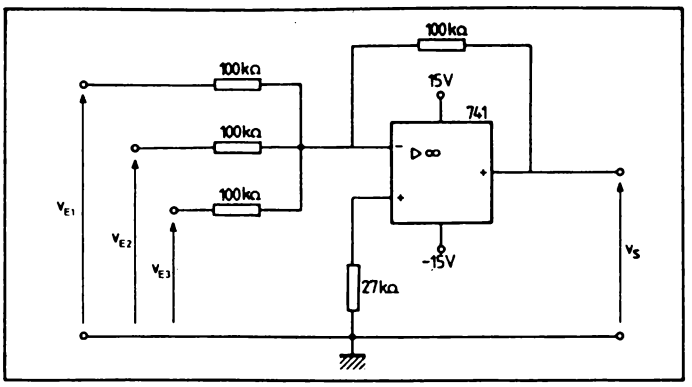


Figure III-4 : Exemple de réalisation d'additionneur avec inversion.

Additionneur sans inversion

Le montage précédent a l'inconvénient des amplificateurs inverseurs : les résistances d'entrée ne sont pas très grandes. On peut donc penser remédier à ce défaut en utilisant un montage non inverseur (fig. III-5).

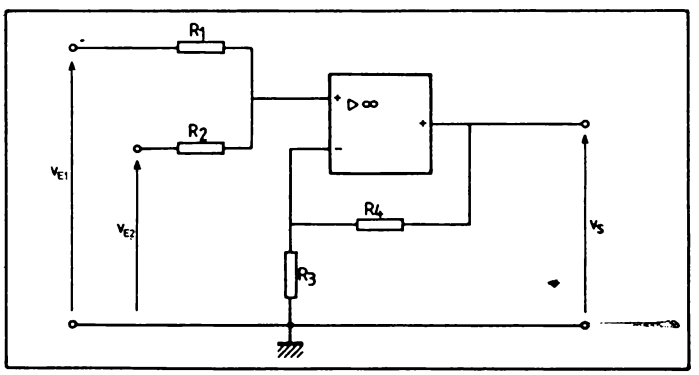


Figure III-5 : Additionneur sans inversion.

La tension sur l'entrée + est donnée par le principe de superposition :

$$v_+ = \frac{R_2\, v_{E1} + R_1\, v_{E2}}{R_1 + R_2}.$$

Cette tension est amplifiée en montage non inverseur :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{R_2\, v_{E1} + R_1\, v_{E2}}{R_1 + R_2}.$$

Dans le cas où $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, on obtient un additionneur :

$$v_s = v_{E1} + v_{E2}$$

L'inconvénient de ce montage est que ses entrées ne sont pas indépendantes car il n'y a pas de masse virtuelle.

Soustracteur et amplificateur de différence

Le schéma du montage est donné à la figure III-6.

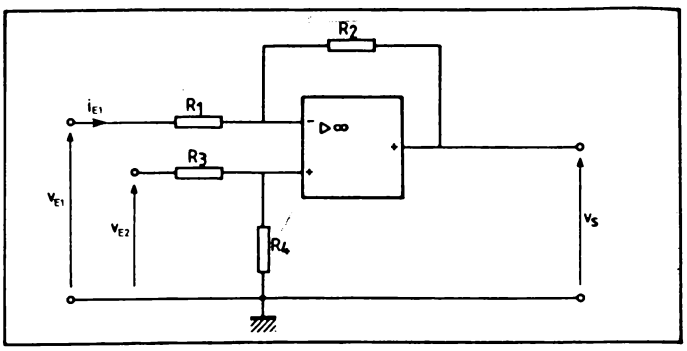


Figure III-6 : Soustracteur à un seul A.O.

Avec le principe de superposition, le montage se ramène à un amplificateur avec inversion pour l'entrée v_{E1} et à un amplificateur sans inversion pour l'entrée v_{E2} :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}\, v_{E2} - \frac{R_2}{R_1}\, v_{E1}.$$

Si l'on prend $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, on a un amplificateur de différence :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1}\,(v_{E2} - v_{E1})$$

Si on choisit $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, on a un soustracteur :

$$v_s = v_{E2} - v_{E1}.$$

Le gros inconvénient de ce montage est que les résistances d'entrée ne sont pas très élevées, sont dissymétriques et surtout que R_{e1} dépend des tensions v_{E1} et v_{E2} :

$$R_{e2} = R_3 + R_4$$

et :
$$R_{e1} = \frac{v_{E1}}{i_{E1}} = \frac{v_{E1}}{\left(\dfrac{v_{E1} - \dfrac{R_4}{R_3 + R_4}\, v_{E2}}{R_1}\right)}$$

soit :
$$R_{e1} = \frac{R_1}{1 - \dfrac{R_4}{R_3 + R_4}\, \dfrac{v_{E2}}{v_{E1}}}.$$

Si la condition $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ n'est pas rigoureusement respectée (par exemple à cause de l'incertitude sur la valeur des résistances), la tension de sortie dépend non seulement de la différence $v_{E2} - v_{E1}$ des tensions d'entrée du montage, mais aussi de leur valeur moyenne $\frac{1}{2}(v_{E1} + v_{E2})$:

$$v_s = A_d\,(v_{E2} - v_{E1}) + A_c\, \frac{v_{E1} + v_{E2}}{2}.$$

A_d est l'amplification de différence et A_c l'amplification de mode commun du montage. Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} \dfrac{A_c}{2} + A_d = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \dfrac{R_4}{R_3 + R_4} \\ \dfrac{A_c}{2} - A_d = -\dfrac{R_2}{R_1} \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} A_c = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \dfrac{R_4}{R_3 + R_4} - \dfrac{R_2}{R_1} \\ A_d = \dfrac{1}{2}\left[\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \dfrac{R_4}{R_3 + R_4} + \dfrac{R_2}{R_1}\right]. \end{cases}$$

Si les résistances étaient bien identiques, on aurait $A_c = 0$ et $A_d = \dfrac{R_2}{R_1}$. Pour chiffrer le défaut, on définit le taux de réjection du mode commun (T.R.M.C.) du montage par :

$$\tau = 20 \lg \left|\frac{A_d}{A_c}\right|.$$

L'amplificateur de différence est d'autant meilleur que le T.R.M.C. est élevé. On a donc intérêt à choisir des résistances de précision. L'A.O. qui est lui-même un amplificateur de différence possède un T.R.M.C. propre qui amène une autre source d'erreur, mais dans le montage étudié, ce deuxième type d'erreur est masqué en général par le premier.

Un mauvais T.R.M.C. peut être très gênant si la différence des tensions est petite devant la valeur moyenne. Il faut alors employer d'autres montages plus élaborés.

Exemple de réalisation

La figure III-7 représente un soustracteur réalisé avec un A.O. bifet TL081. On peut ainsi choisir une valeur élevée (1 MΩ) pour les résistances. On a donc une résistance d'entrée R_{e2} très élevée (2 MΩ) mais la résistance d'entrée R_{e1} reste variable avec les tensions appliquées. On a choisi des résistances à 1 % afin d'avoir un T.R.M.C. correct.

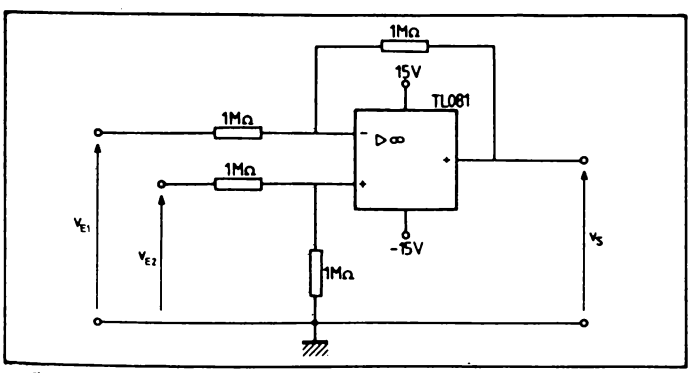


Figure III-7 : Exemple de réalisation de soustracteur.

Additionneur-soustracteur

On peut combiner les montages précédents. Par exemple, le circuit de la figure III-8, avec $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$, permet d'obtenir :

$$v_s = v_{E4} + v_{E3} - v_{E2} - v_{E1}.$$

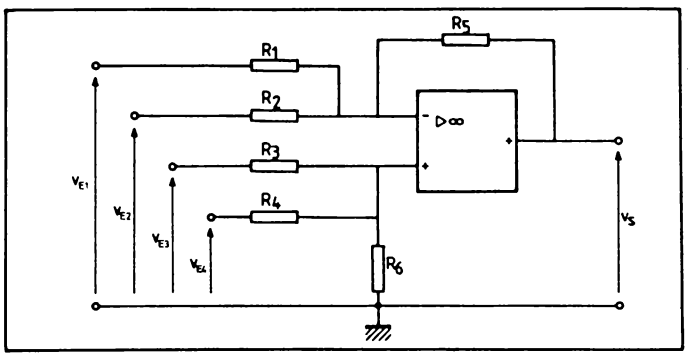


Figure III-8 : Additionneur-soustracteur.

Amplificateur pour pont de mesure

Un certain nombre de capteurs se comportent comme des résistances variables (thermistance, jauge de contrainte, photorésistance...). Pour mesurer la variation de résistance, on insère le capteur dans une des branches d'un pont de Wheatstone. Un amplificateur de différence permet d'obtenir une tension dépendant de la variation de résistance ΔR du capteur. Un montage possible est donné à la figure III-9.

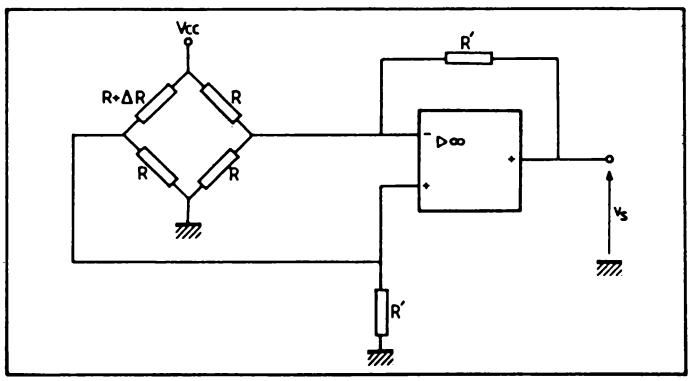


Figure III-9 : Amplificateur pour pont de mesure.

Pour éviter de modifier les courants du pont, on choisit :

$$R' \gg R.$$

Le schéma peut alors se ramener à celui de la figure III-10. Après application du théorème de Thévenin, on obtient le schéma de la figure III-11.

La tension de sortie est donnée par la formule générale du soustracteur pondéré :

$$v_s = \left(1 + \frac{2R'}{R}\right) \frac{R}{2R + \Delta R} V_{cc} - \frac{2R'}{R} \frac{V_{cc}}{2}.$$

Comme $R \ll R'$:

$$v_s \approx \left(\frac{2R'}{2R + \Delta R} - \frac{R'}{R}\right) V_{cc}$$

$$v_s = \frac{R'}{R} V_{cc} \left(\frac{2}{2 + \frac{\Delta R}{R}} - 1 \right)$$

$$v_s = \frac{R'}{R} V_{cc} \frac{-\frac{\Delta R}{R}}{2 + \frac{\Delta R}{R}}$$

Si $\frac{\Delta R}{R} \ll 2$: $\quad v_s \approx -\frac{R'}{2R} V_{cc} \frac{\Delta R}{R}$.

Pour de petites variations, la tension de sortie est proportionnelle à la variation de résistance.

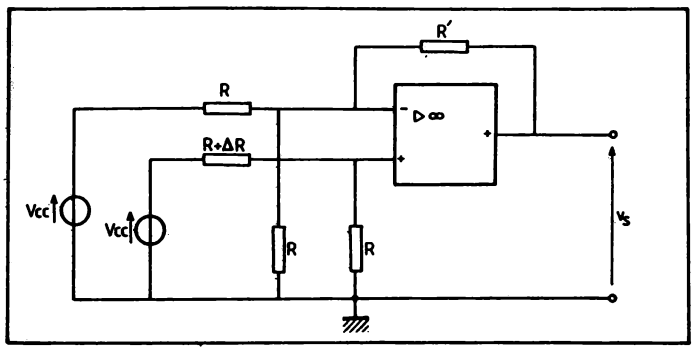


Figure III-10 : Simplification du schéma de la figure III-9 dans l'hypothèse où R' ≫ R.

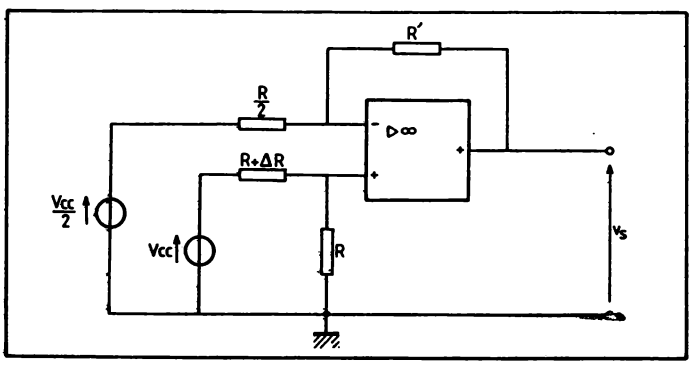


Figure III-11 : Transformation du schéma de la figure III-10 par le théorème de Thévenin.

Amplificateur de différence à résistances d'entrée élevées

Le principal défaut de l'amplificateur de différence à un seul A.O. étudié plus haut est que ses résistances d'entrée ne sont pas très élevées et surtout que l'une d'elles dépend des tensions appliquées. On peut y remédier en utilisant le montage à trois A.O. représenté à la figure III-12. Les entrées de l'amplificateur de différence se font directement sur des entrées d'A.O., donc les résistances apparentes sont infinies.

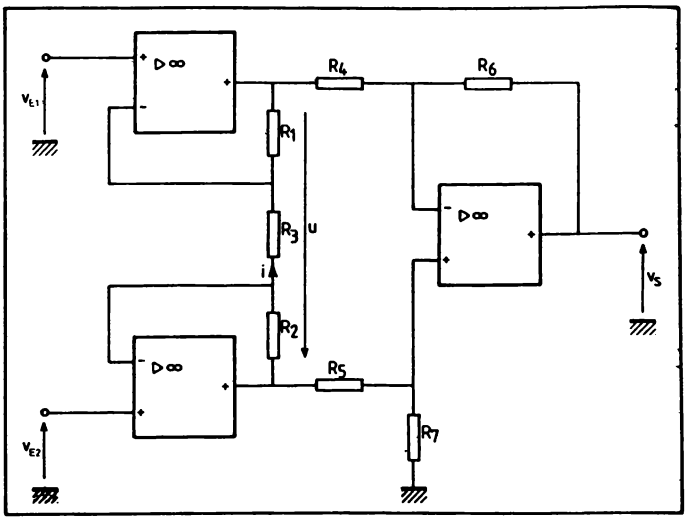


Figure III-12 : Soustracteur à résistances d'entrée élevées.

La tension aux bornes de R_3 est $v_{E2} - v_{E1}$ puisque les A.O. fonctionnent en régime linéaire. Le courant dans les résistances R_1, R_2 et R_3 est :

$$i = \frac{v_{E2} - v_{E1}}{R_3}$$

D'où :

$$u = (R_1 + R_2 + R_3)\, i$$

$$u = (R_1 + R_2 + R_3) \frac{v_{E2} - v_{E1}}{R_3}.$$

Le troisième A.O. forme un simple amplificateur de différence si $\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_7}{R_5}$. La tension différentielle d'entrée de cet amplificateur étant u, on a :

$$v_s = \frac{R_6}{R_4} u$$

Soit : $\quad v_s = \frac{R_6}{R_4} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right) (v_{E2} - v_{E1})$.

Les performances du montage dépendent de la qualité des A.O. et de la précision des résistances. Cette structure est à la base d'un certain nombre de réalisations en circuits intégrés ou en modules hybrides, que l'on nomme amplificateurs d'instrumentation. Ce sont des amplificateurs de différence de performances élevées, avec, en particulier, un bon T.R.M.C.. On les utilise en instrumentation ou en acquisition de données lorsqu'il faut extraire un signal faible provenant d'un capteur alors qu'il est superposé à une tension de mode commun importante.

Intégrateurs et dérivateurs

Intégrateur

Le schéma du montage est représenté à la figure III-13.

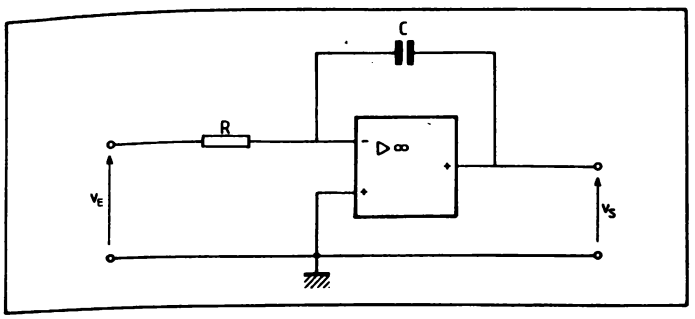


Figure III-13 : Intégrateur.

L'égalité des courants dans R et C donne la relation suivante :

$$\frac{v_E}{R} = - C \frac{dv_s}{dt}$$

D'où :

$$\frac{dv_s}{dt} = - \frac{v_E}{RC}$$

Après intégration, on obtient :

$$v_s = - \frac{1}{RC} \int_o^t v_E \, dt + v_s (o).$$

$v_s(o)$ représente la condition initiale fixée par la charge du condensateur à t = o.

Si par exemple, on applique une tension continue V_E positive à l'entrée du montage à t = o, la tension v_s évolue suivant le chronogramme de la figure III-14 ; c'est une rampe de pente négative partant de la valeur $v_s(o)$ et se poursuivant jusqu'à la saturation de l'A.O.

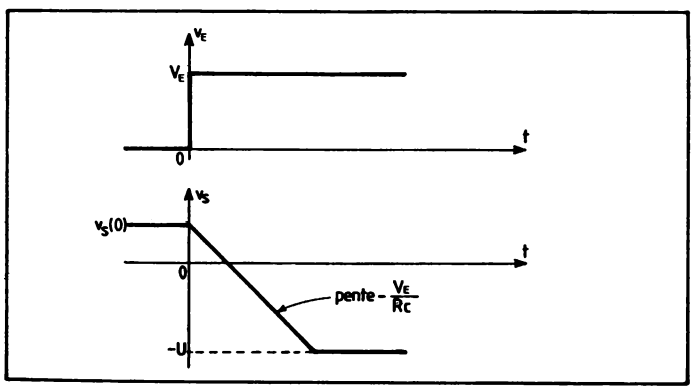


Figure III-14 : Chronogrammes de l'intégrateur lors de l'application d'une tension continue.

Pour l'étude en régime harmonique (régime sinusoïdal permanent), la transmittance complexe est :

$$T = \frac{V_s}{V_E} = - \frac{1}{j \, R \, C \, \omega}$$

Soit :

$$T = - \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_o}}$$

en posant :

$$\omega_o = \frac{1}{RC}.$$

Le diagramme de Bode correspondant est indiqué à la figure III-15.

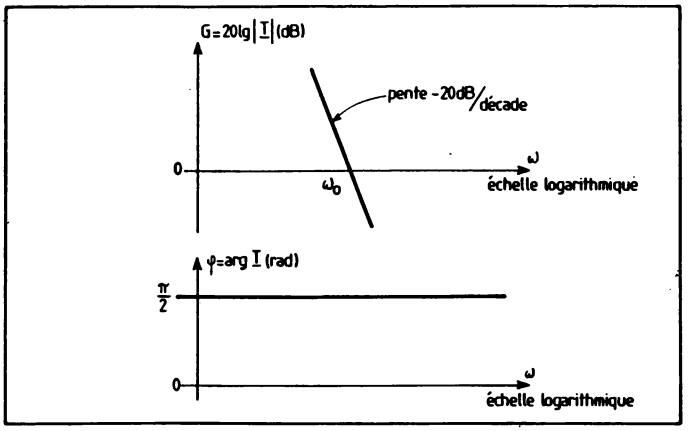


Figure III-15 : Diagramme de Bode de l'intégrateur.

En fait, ce résultat est modifié par la réponse en fréquence de l'A.O.. On considère qu'un A.O. compensé est un système du premier ordre :

$$\mu = \frac{V_s}{V_{Ed}} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}}$$

ω_a est la pulsation de coupure de l'A.O. tandis que ω_0 représente toujours $\frac{1}{RC}$.

On a : $V_s = \mu \, V_{Ed}$

et : $$V_{Ed} = - \frac{R \, V_s + \frac{1}{j \, C\omega} V_E}{R + \frac{1}{j \, C\omega}} = - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o} V_s + V_E}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}.$$

On en déduit la transmittance de l'intégrateur :

$$T = - \frac{\mu}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o} + j \, \mu \frac{\omega}{\omega_o}}$$

Et, compte tenu de l'expression de μ :

$$T = - \frac{\mu_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_a}\right)\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right) + j \frac{\omega}{\omega_o} \mu_0}$$

Comme $\mu_o \gg 1$, on peut procéder à des simplifications :

$$T = - \frac{\mu_0}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_o \omega_a} + j \frac{\omega}{\omega_o} \mu_0}.$$

Pour obtenir la forme de la courbe de gain du diagramme de Bode linéarisé, il faut distinguer deux domaines de pulsation :

$$\text{Pour } \omega \ll \sqrt{\omega_o \omega_a} \quad , T \approx -\frac{\mu_o}{1 + j\dfrac{\omega}{\left(\dfrac{\omega_o}{\mu_o}\right)}}.$$

$$\text{Pour } \omega \gg \sqrt{\omega_o \omega_a} \quad , T \approx -\frac{\mu_o}{-\dfrac{\omega^2}{\omega_o \omega_a} + j\dfrac{\omega}{\left(\dfrac{\omega_o}{\mu_o}\right)}}.$$

On en déduit la courbe de la figure III-16. On y constate que le montage est intégrateur si

$$\frac{\omega_o}{\mu_o} < \omega < \mu_o \omega_a$$

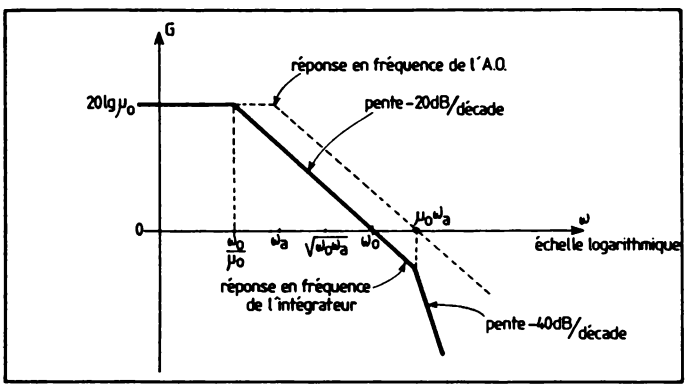


Figure III-16 : Modification de la réponse en fréquence d'un intégrateur due à la bande passante limitée de l'A.O.

Le problème posé par l'utilisation d'un intégrateur est que, même en l'absence du signal d'entrée, la tension de sortie évolue vers la saturation à cause des imperfections statiques de l'A.O. (tension de décalage et courants de polarisation). La figure III-17 représente un intégrateur où l'A.O. idéal est corrigé par des générateurs modélisant les différents défauts en continu. Avec une tension d'entrée nulle, la tension de sortie évolue de la manière suivante :

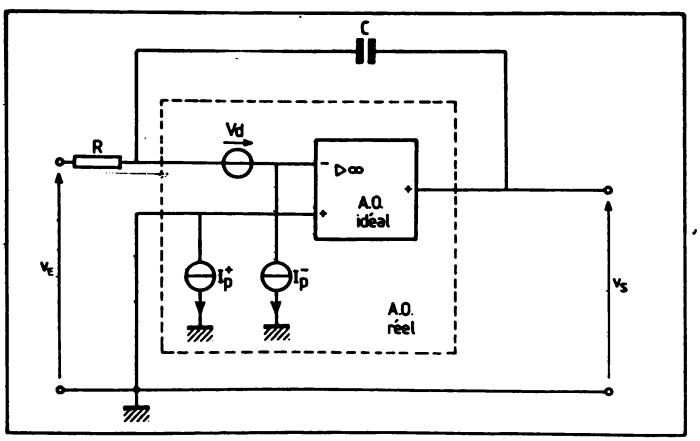


Figure III-17 : Effet des défauts statiques de l'A.O. sur le montage intégrateur.

$$v_s = -\frac{V_D}{RC}t + \frac{I_p^-}{C}t - V_D.$$

Il s'agit d'une rampe qui va entraîner l'A.O. en saturation au bout d'une durée plus ou moins longue suivant les valeurs des différents termes.

Le remède à ce défaut dépend de l'utilisation de l'intégrateur. Pour un montage intégrant une tension continue (générateur de rampes par exemple), les termes parasites entraînent une erreur sur la pente de la tension de sortie. Pour limiter cette imperfection, il faut utiliser un A.O. ayant un faible courant de polarisation (bifet ou bimos) et compenser la tension de décalage à l'aide du potentiomètre prévu à cet effet. Pour un montage intégrant une tension alternative, on peut modifier légèrement le schéma en ajoutant une résistance R′ élevée (figure III-18). On obtient ainsi un intégrateur corrigé ou pseudo intégrateur. Pour la composante continue, on a un amplificateur inverseur $\left(\text{amplification} - \dfrac{R'}{R}\right)$ tandis que pour la composante alternative on a un intégrateur, à condition que $\dfrac{1}{C\omega} \ll R'$, ω étant la pulsation du fondamental de la tension d'entrée. Le diagramme de Bode correspondant est représenté à la figure III-19 (en considérant que l'A.O. est idéal).

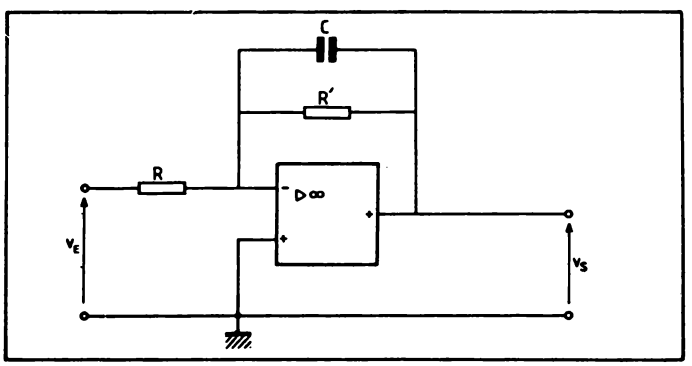


Figure III-18 : Intégrateur corrigé.

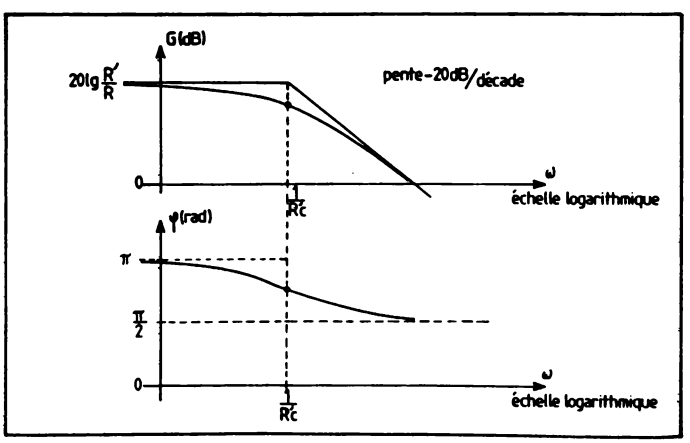


Figure III-19 : Diagramme de Bode de l'intégrateur corrigé.

Exemple de réalisation

La figure III-20 représente un intégrateur corrigé réalisé avec un A.O. TL081. Ce montage est utilisable pour des signaux alternatifs dont la fréquence est telle que :

$$f \gg \frac{1}{2\pi R'C}$$

soit

$$f \gg \frac{1}{2\pi\ 10^5 \times 10^{-7}} = 15{,}9 \text{ Hz.}$$

Si l'on prend un coefficient de sécurité de 10, on pourra intégrer des signaux de fréquence supérieure à environ 160 Hz.

La limite supérieure de fréquence dépend de l'A.O. : c'est le produit $\mu_o f_a$, facteur de mérite du composant. Au-delà, la pente de la courbe de gain est −40 dB/décade. Pour un TL081, cette limite est de 3 MHz.

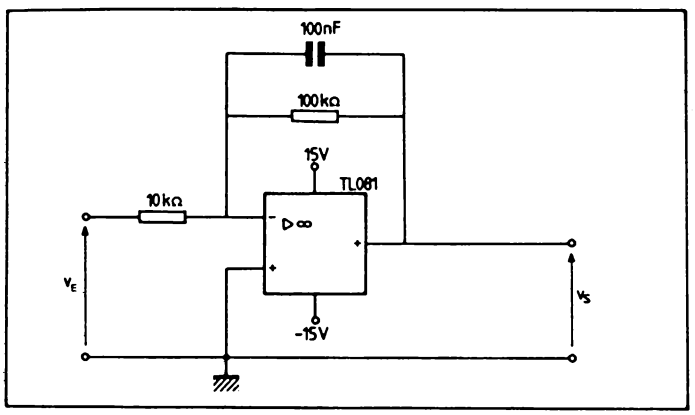


Figure III-20 : Exemple de réalisation d'intégrateur.

Intégrateur-additionneur

Comme l'entrée − de l'A.O. de l'intégrateur est une masse virtuelle, on peut y additionner des courants en multipliant le nombre des entrées et ainsi obtenir l'intégrale d'une somme de tensions. Le montage est schématisé à la figure III-21. On obtient directement par le principe de superposition :

$$v_s = -\frac{1}{RC}\int_0^t (v_{E1} + v_{E2} + \ldots + v_{En})\,dt + v_s(o).$$

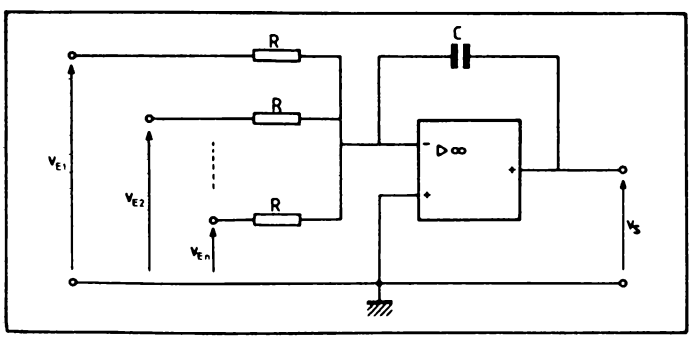


Figure III-21 : Intégrateur-additionneur.

Intégrateur-soustracteur

On peut aussi intégrer la différence de deux tensions à l'aide du montage de la figure III-22. On a :

$$v_{E2} - v_{E1} = R\,(i_2 - i_1)$$

$$i_1 = -C\,\frac{d\,(v_s - v_-)}{dt}$$

$$i_2 = C\,\frac{dv_+}{dt}$$

$$v_+ = v_-$$

En éliminant i_1, i_2, v_+ et v_-, on obtient :

$$v_{E2} - v_{E1} = R\,C\,\frac{dv_s}{dt}$$

Soit

$$v_s = \frac{1}{R\,C}\int_0^t (v_{E2} - v_{E1})\,dt + v_s(o).$$

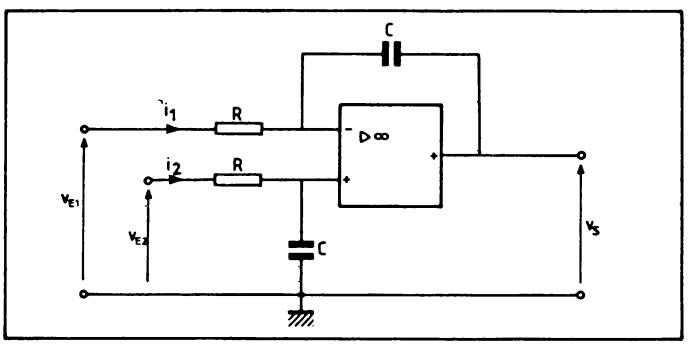


Figure III-22 : Intégrateur-soustracteur.

Fonction proportionnelle et intégrale

Cette fonction, utilisée pour la correction des asservissements, peut être réalisée par le montage de la figure III-23. Sa fonction de transfert est :

$$T = \frac{V_s}{V_E} = -\frac{R_2 + \dfrac{1}{j\,C\omega}}{R_1}$$

soit $$T = -\frac{R_2}{R_1} - \frac{1}{j\,R_1\,C\omega} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1 + j\,R_2\,C\omega}{j\,R_2\,C\omega}.$$

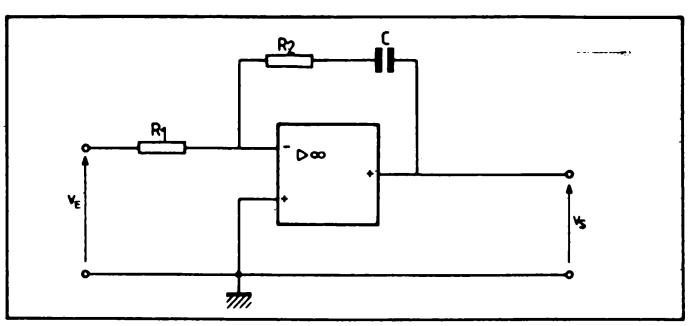


Figure III-23 : Correcteur proportionnel et intégral.

On a donc la somme d'une constante et d'un terme correspondant à une intégration. Le diagramme de Bode est donné à la figure III-24.

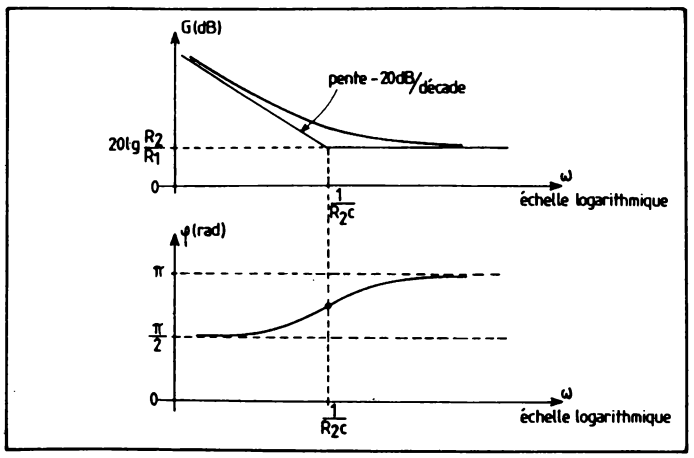


Figure III-24 : Diagramme de Bode du correcteur proportionnel et intégral.

Dérivateur

Le schéma du montage est représenté à la figure III-25.
L'égalité des courants dans R et dans C donne :

$$C \frac{dv_E}{dt} = - \frac{v_s}{R}$$

d'ou :

$$v_s = - RC \frac{dv_E}{dt}.$$

En régime harmonique, la transmittance est :

$$T = \frac{V_s}{V_E} = - j RC\omega$$

soit :

$$T = - j \frac{\omega}{\omega_o}$$

en posant :

$$\omega_o = \frac{1}{RC}.$$

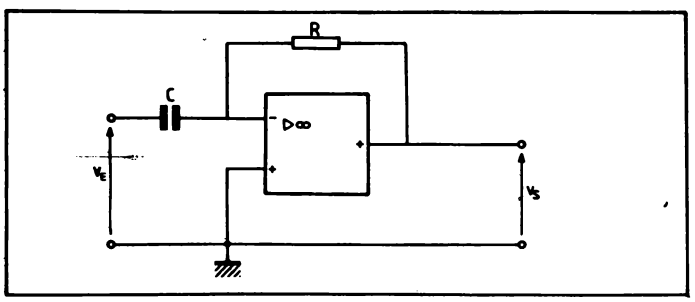


Figure III-25 : Dérivateur.

Le diagramme de Bode correspondant est donné à la figure III-26.
En fait ce résultat est modifié par la réponse en fréquence de l'A.O.. On a :

$$V_s = \mu V_{Ed}$$

et :

$$V_{Ed} = - \frac{V_s + j RC\omega V_E}{1 + j RC\omega} = - \frac{V_s + \frac{\omega}{\omega_o} V_E}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}$$

D'où :

$$T = - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o}}{1 + \frac{1}{\mu}\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right)}$$

et donc :

$$T = - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o} \mu_o}{\mu_o + \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_a}\right)\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right)}.$$

Compte tenu des ordres de grandeur ($\mu_o \gg 1$ et $\omega_o \ll \omega_a$), on obtient :

$$T = - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o} \mu_o}{\mu_o - \frac{\omega^2}{\omega_o \omega_a} + j \frac{\omega}{\omega_o}}.$$

Pour $\omega \ll \sqrt{\omega_o \omega_a \mu_o}$,

$$T \approx - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o \mu_o}}$$

Pour $\omega \gg \sqrt{\omega_o \omega_a \mu_o}$,

$$T \approx - \frac{j \frac{\omega}{\omega_o} \mu_o}{- \frac{\omega^2}{\omega_o \omega_a} + j \frac{\omega}{\omega_o}} = - \frac{\mu_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}}.$$

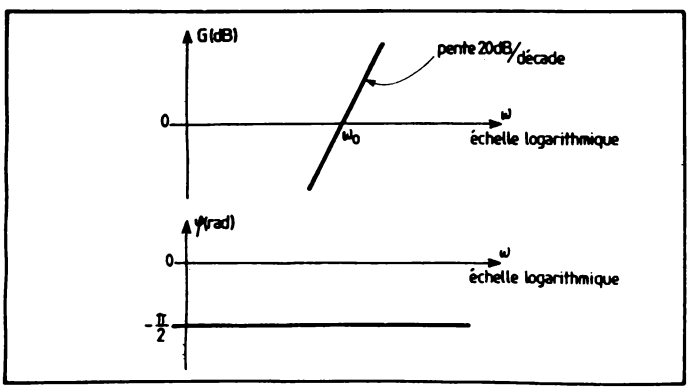


Figure III-26 : Diagramme de Bode du dérivateur.

On en déduit la courbe de la figure III-27, où l'on constate que le montage fonctionne en dérivateur si $\omega < \sqrt{\omega_o \omega_a \mu_o}$ et qu'il est intégrateur au-delà. C'est en fait un filtre passe-bande. Malheureusement, la valeur élevée du coefficient de qualité de ce circuit le rend peu stable.

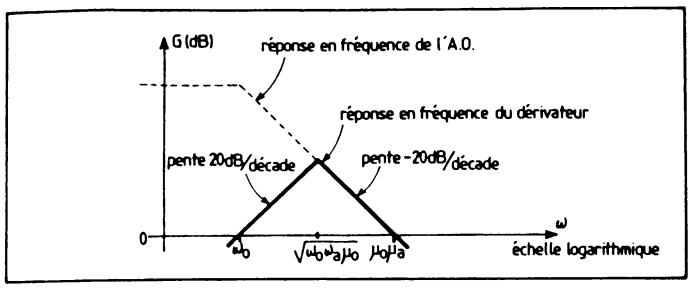


Figure III-27 : Modification de la réponse en fréquence d'un dérivateur due à la bande passante limitée de l'A.O.

On ne peut donc pas l'utiliser tel quel. Toutefois, on peut réaliser des dérivateurs stables en amortissant le circuit par une petite résistance supplémentaire r comme il est indiqué à la figure III-28. On obtient ainsi un dérivateur corrigé ou pseudo-dérivateur. La transmittance de ce montage est :

$$T = - \frac{R}{r + \frac{1}{jC\omega}} = - \frac{j\,RC\omega}{1 + j\,r\,C\omega}.$$

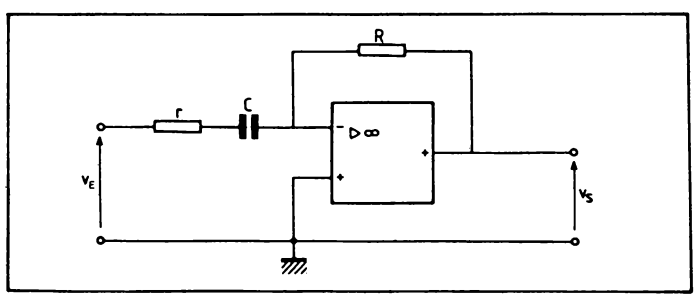


Figure III-28 : Dérivateur corrigé.

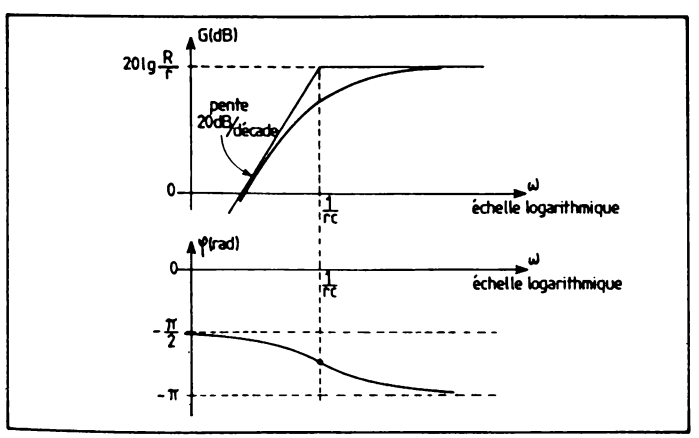


Figure III-29 : Diagramme de Bode du dérivateur corrigé.

Le diagramme de Bode est donné à la figure III-29. On y voit que le montage fonctionne en dérivateur si $\omega \ll \frac{1}{rC}$.

On peut aussi réaliser des dérivateurs-additionneurs et des dérivateurs-soustracteurs, mais ces montages ont peu d'intérêt.

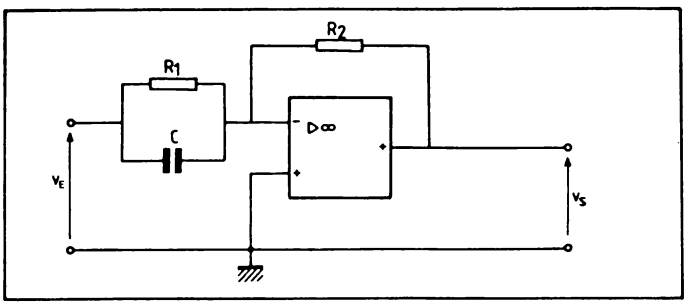


Figure III-30 : Correcteur proportionnel et dérivé.

Fonction proportionnelle et dérivée

Ce montage, utilisé dans la correction des asservissements correspond au schéma de la figure III-30. Sa fonction de transfert est :

$$T = \frac{V_s}{V_E} = - R_2 \left(\frac{1}{R_1} + j\,C\omega \right).$$

Soit :
$$T = - \frac{R_2}{R_1} (1 + j\,R_1\,C\omega)$$

Le diagramme de Bode est donné à la figure III-31.

De la même façon que pour le dérivateur, on modifie le montage pour assurer sa stabilité en ajoutant une petite résistance en série avec le condensateur.

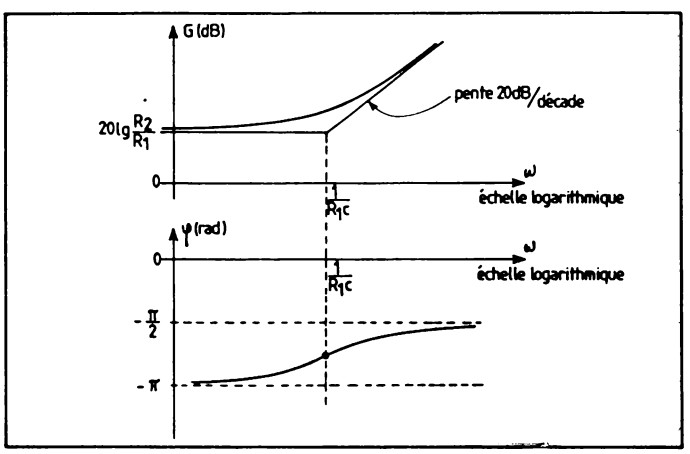


Figure III-31 : Diagramme de Bode du correcteur proportionnel et dérivé.

Adaptateurs et convertisseurs

Suiveur de tension

C'est un cas particulier de l'amplificateur sans inversion :

R_1 est infinie et R_2 nulle (figure III-32). Dans ces conditions, on a :

$$v_s = v_E.$$

Le montage n'amplifie pas, mais il peut servir d'étage tampon puisque sa résistance d'entrée est infinie et sa résistance de sortie nulle. On peut ainsi procéder à une adaptation d'impédance entre la sortie d'un étage qui n'est pas sous faible impédance et l'entrée d'un autre étage présentant une impédance qui n'est pas très élevée.

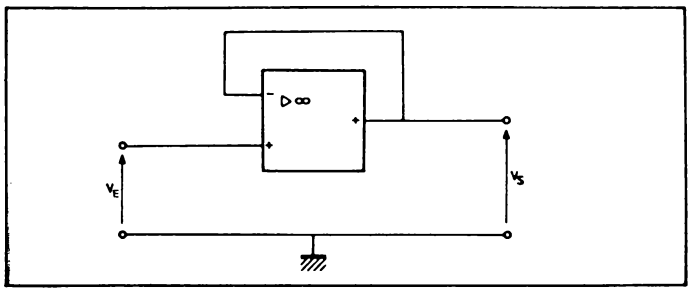


Figure III-32 : Suiveur de tension.

Convertisseur courant-tension

Certains capteurs (comme les cellules photoélectriques) se comportent comme des sources de courant. Pour pouvoir traiter l'information qui en est issue, il faut souvent convertir le courant en tension. Le montage de la figure III-33 peut remplir cette fonction. La loi d'Ohm donne immédiatement :

$$v_s = - Ri_E.$$

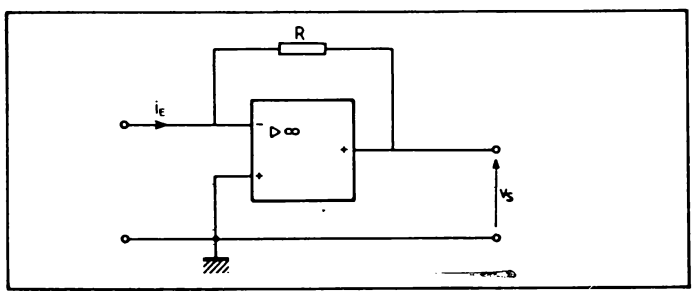


Figure III-33 : Convertisseur courant-tension.

La résistance d'entrée est nulle puisque l'A.O. en régime linéaire impose une tension nulle sur la borne – (masse virtuelle). La résistance de sortie est également nulle puisque la tension est prélevée sur une sortie d'A.O.. Le montage est donc bien un convertisseur courant-tension idéal.

Si les courants à détecter sont faibles, il faut utiliser un A.O. *bifet* ou *bimos* afin d'éviter une influence du courant de polarisation.

Convertisseur tension-courant

Le montage est simple pour une charge flottante (ses extrémités ne sont pas reliées à la masse). Le schéma est représenté à la figure III-34.

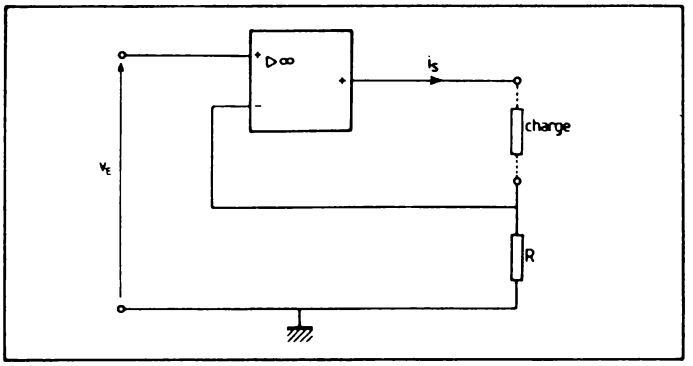


Figure III-34 : Convertisseur tension-courant pour charge flottante.

La loi d'Ohm appliquée à la résistance R donne :

$$i_s = \frac{v_E}{R}.$$

Ce courant ne dépend pas de la charge. Le montage est donc un convertisseur tension-courant.
Il faut bien sûr vérifier que l'A.O. peut fournir le courant désiré et que la tension présente sur la sortie de l'A.O. n'atteint pas sa valeur de saturation.

Quand on souhaite que la charge soit connectée à la masse, le montage se complique un peu (figure III-35).

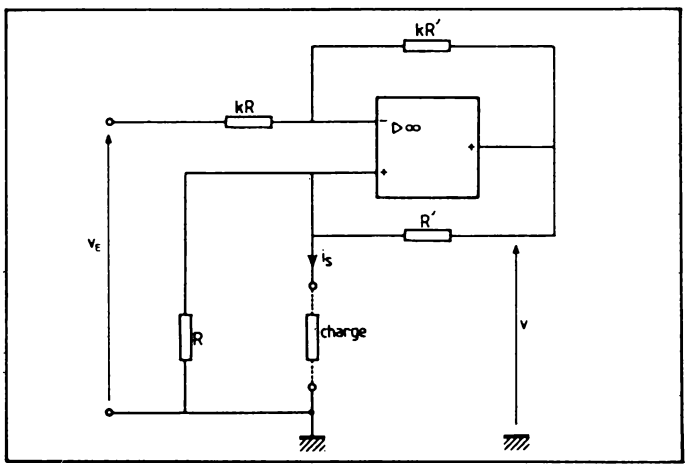


Figure III-35 : Convertisseur tension-courant pour charge connectée à la masse.

La tension présente sur l'entrée – est donnée par le théorème de Millman :

$$v_- = \frac{k\,Rv + k\,R'v_E}{k\,R + k\,R'} = \frac{Rv + R'v_E}{R + R'}.$$

Si l'A.O. est en régime linéaire, on a :

$$v_+ = v_-.$$

La loi des nœuds à l'entrée + s'écrit :

$$i_s = \frac{v - v_+}{R'} - \frac{v_+}{R}.$$

On en déduit :

$$i_s = \frac{v}{R'} - \frac{R + R'}{RR'} \frac{Rv + R'v_E}{R + R'}$$

Soit :

$$i_s = -\frac{v_E}{R}$$

Le courant de sortie ne dépend pas de la charge, il s'agit bien d'un convertisseur tension-courant. On remarque que ce montage possède les deux types de réaction (positive et négative). Il faut donc discuter de son régime de fonctionnement suivant la valeur des éléments.

Les montages précédents peuvent facilement se transformer en sources de courant si l'on fixe la tension d'entrée (figure III-36).

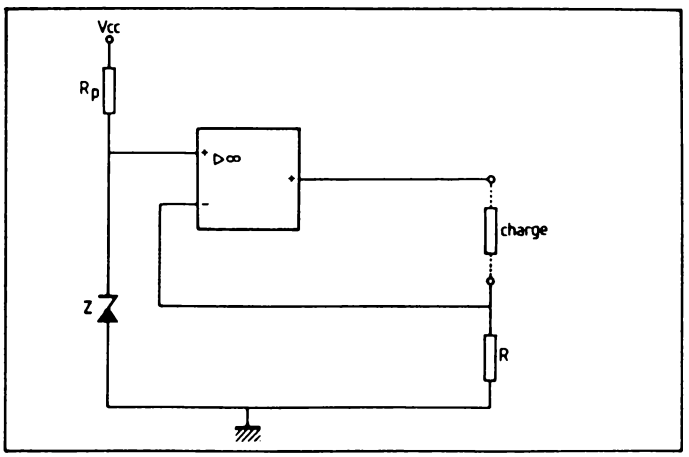


Figure III-36 : Source de courant.

Chapitre IV

Circuits réalisant des fonctions non linéaires

En associant un ou plusieurs A.O. fonctionnant en régime linéaire et des éléments non linéaires (diodes, transistors...), on peut réaliser diverses fonctions non linéaires.

Convertisseurs logarithmique et exponentiel

Convertisseur logarithmique

On utilise le fait que la caractéristique d'une jonction peut être approchée par une équation du type :

$$i = I_s \left(e^{\frac{v}{u_T}} - 1\right)$$

Les conventions de signe sont précisées à la figure IV-1. I_s est le courant de saturation de la jonction (de l'ordre de 10^{-13} A à 25 °C). Il varie beaucoup avec la température.

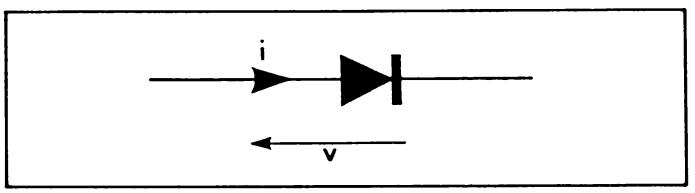


Figure IV-1 : Convention de signe pour l'équation d'une jonction.

u_T est le potentiel thermodynamique. Il s'exprime par :

$$u_T = \frac{k\,T}{q}$$

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K, constante de Boltzmann ;
$q = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ C, charge élémentaire ;
T température absolue (en kelvins).

Le principe du convertisseur consiste à placer une diode en contre-réaction sur un A.O. (fig. IV-2). La tension v_E est positive. On a les équations :

$$\begin{cases} v_s = -v \\ v_E = Ri \\ i = I_s \left(e^{\frac{v}{u_T}} - 1\right) \end{cases}$$

Dans le domaine d'utilisation, $i \gg i_s$, on peut simplifier la troisième équation :

$$i \approx I_s\, e^{\frac{v}{u_T}}$$

On en déduit :

$$v_s = -u_T \ln \frac{v_E}{RI_s}.$$

On a bien réalisé un convertisseur logarithmique, mais ses performances sont médiocres et on va modifier le schéma.

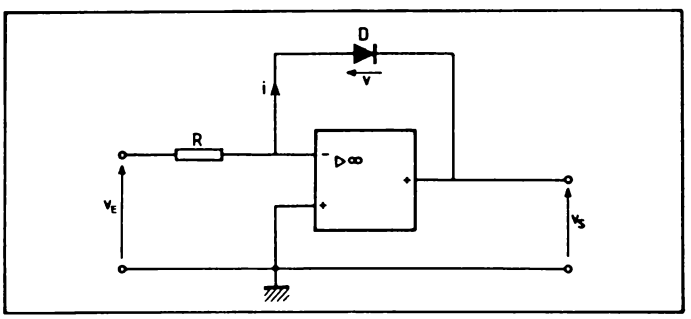


Figure IV-2 : Principe d'un convertisseur logarithmique.

A la place de la diode, on préfère utiliser un transistor, ce qui permet d'accroître la plage de validité de la relation logarithmique. On peut ainsi obtenir jusqu'à sept décades de courant en montant le transistor comme indiqué à la figure IV-3.

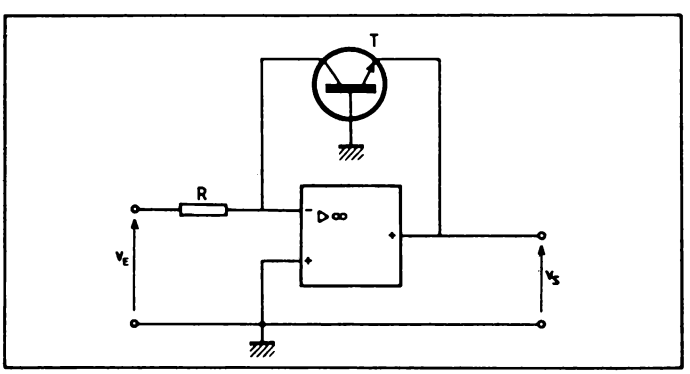


Figure IV-3 : Utilisation d'un transistor pour augmenter la plage d'utilisation d'un convertisseur logarithmique.

Le principal défaut de ce montage est que son résultat dépend beaucoup de la température à cause de l'influence de I_s et de u_T. On peut partiellement compenser cette imperfection en utilisant un montage différentiel formé d'un transistor double (deux transistors identiques dans le même boîtier). Le schéma du montage est donné

à la figure IV-4. On considère que les transistors T_1 et T_2 sont rigoureusement identiques et à la même température et donc qu'ils ont le même courant de saturation I_s. On choisit R_3 suffisamment élevée pour que le courant i_2 puisse être considéré comme constant. La tension de sortie du montage est :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(v_{BE2} - v_{BE1}).$$

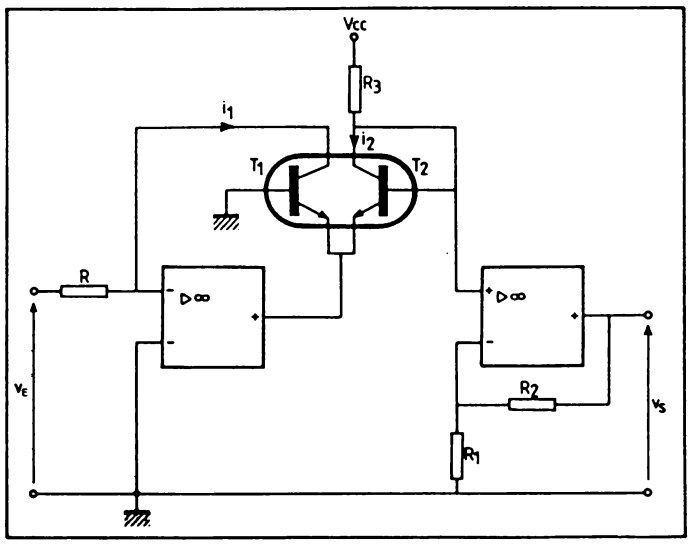


Figure IV-4 : Convertisseur logarithmique compensé en température.

On tient compte de la caractéristique exponentielle des transistors

$$\begin{cases} i_1 = I_s\, e^{\frac{v_{BE1}}{u_T}} \Rightarrow v_{BE1} = u_T \ln \dfrac{i_1}{I_s} \\ i_2 = I_s\, e^{\frac{v_{BE2}}{u_T}} \Rightarrow v_{BE2} = u_T \ln \dfrac{i_2}{I_s} \end{cases}$$

Donc :

$$v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_T \ln \frac{i_2}{i_1}$$

Comme :

$$v_E = Ri_1$$

on obtient :

$$v_s = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_T \ln \frac{v_E}{Ri_2}.$$

On a ainsi éliminé l'influence de I_s qui était la plus gênante puisqu'elle apparaissait à l'intérieur du logarithme. Il reste cependant l'influence de u_T. Celle-ci peut être minimisée en utilisant dans l'étage de sortie une résistance de coefficient de température bien choisie.

Exemple de réalisation

Le schéma de la figure IV-5 représente un convertisseur logarithmique réalisé suivant le principe exposé précédemment. On utilise un A.O. *bifet* pour éviter une erreur

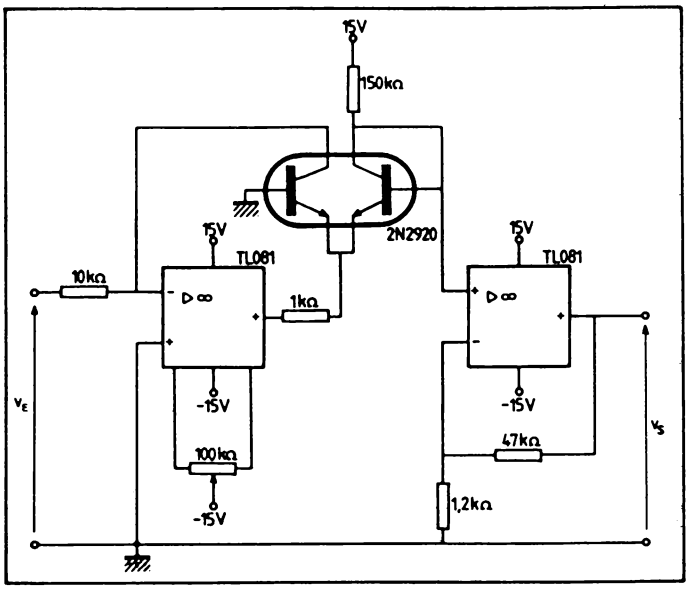


Figure IV-5 : Exemple de réalisation de convertisseur logarithmique.

due aux courants de polarisation. On peut remplacer le transistor double 2N2920 par d'autres références ou même par deux transistors séparés appariés si l'on est moins exigeant sur la précision du résultat.

Convertisseur exponentiel

En inversant la position de la résistance et de la diode, on obtient un convertisseur exponentiel (figure IV-6). Sa tension de sortie est :

$$v_s = -Ri$$

Soit :

$$v_s = -RI_s\, e^{\frac{v_E}{u_T}}.$$

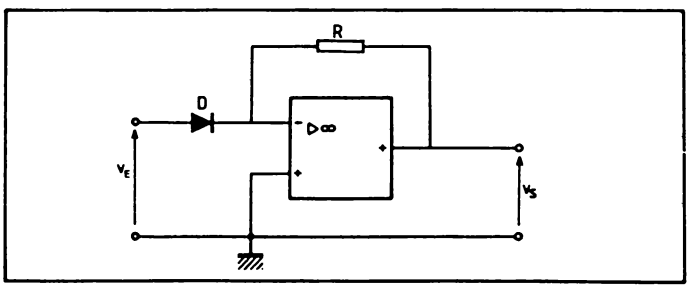


Figure IV-6 : Principe d'un convertisseur exponentiel.

Pour augmenter la place d'utilisation, on remplace la diode par un transistor (PNP pour une tension positive) comme indiqué à la figure IV-7. Enfin l'indépendance du résultat vis-à-vis des variations de I_s peut être obtenue par une structure différentielle comme pour le convertisseur logarithmique.

Il existe des convertisseurs logarithmiques et exponentiels réalisés suivant ces techniques en circuits intégrés ou en modules hybrides. Leurs performances sont supérieures à celles des montages réalisés avec des composants courants, mais leur coût est assez élevé.

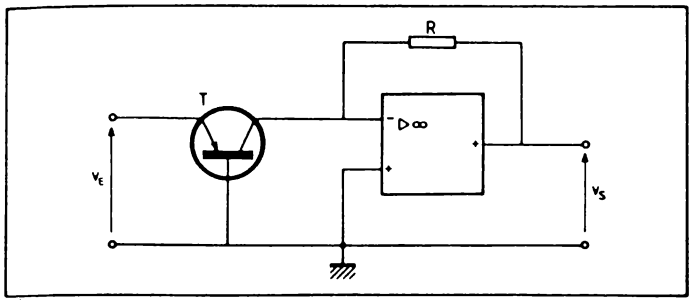


Figure IV-7 : Utilisation d'un transistor pour augmenter la plage d'utilisation d'un convertisseur exponentiel.

Multiplicateur

On peut réaliser une multiplication en utilisant la propriété des logarithmes :

$$\ln (x\,y) = \ln x + \ln y.$$

Il suffit d'utiliser deux convertisseurs logarithmiques, un additionneur et un convertisseur exponentiel (figure IV-8). Il est possible de réaliser ces fonctions par des A.O. séparés, mais il faut alors choisir des composants précis pour obtenir un résultat utilisable. On trouve également des circuits intégrés assurant l'ensemble de ces fonctions. Cependant, la plupart des multiplicateurs intégrés sont conçus sur un autre principe.

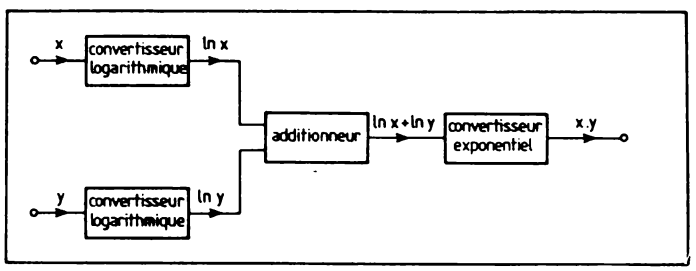


Figure IV-8 : Principe d'un multiplicateur à convertisseurs logarithmiques et exponentiel.

Redresseurs

Redressement monoalternance

Le redressement d'une tension alternative par une diode ne pose pas de problème lorsque l'amplitude est importante puisque le seuil de conduction est alors négligeable. Par contre, pour redresser une tension de faible amplitude, il faut faire appel à des montages associant diodes et A.O.. Un schéma de redresseur monoalternance est représenté à la figure IV-9. L'une des diodes est passante. En effet, si les deux diodes étaient bloquées, l'A.O. serait en boucle ouverte et son amplification importante entraînerait rapidement sa sortie en saturation. Par exemple, une diode au silicium a un seuil d'environ 0,6 V et un A.O. courant a une amplification de l'ordre de 200 000. La tension d'entrée nécessaire pour rendre conductrice l'une des diodes est alors :

$$\frac{0{,}6}{200\,000} = 3 \cdot 10^{-6}\ \text{V} \quad \text{soit } 3\ \mu\text{V}.$$

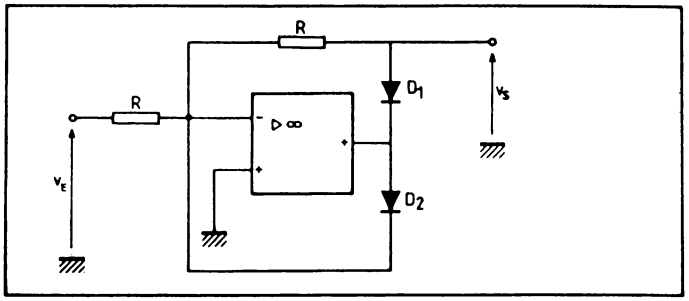


Figure IV-9 : Redresseur monoalternance.

Ce seuil sera toujours négligeable en pratique et on pourra considérer que le redressement est idéal.
Quand la tension d'entrée v_E est positive, la diode D_1 est conductrice et la diode D_2 est bloquée. On a alors un amplificateur inverseur avec deux résistances égales :

$$v_s = -\,v_E.$$

Quand la tension v_E est négative, la diode D_1 est bloquée et la diode D_2 est conductrice, donc :

$$v_s = 0.$$

Le fonctionnement du montage est résumé par la caractéristique de transfert de la figure IV-10 et par les chronogrammes de la figure IV-11.

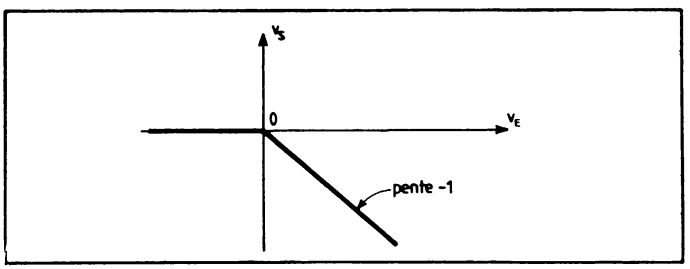


Figure IV-10 : Caractéristique de transfert du redresseur monoalternance.

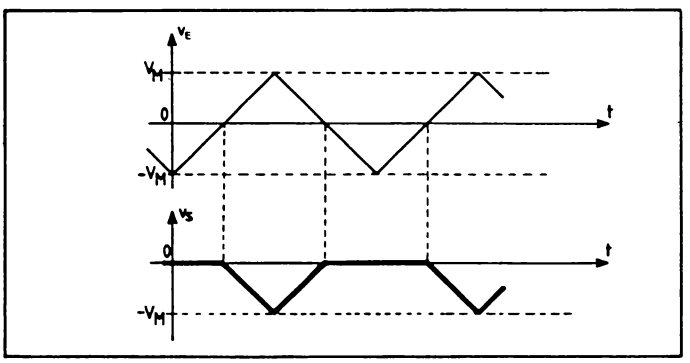


Figure IV-11 : Chronogrammes du redresseur monoalternance.

On peut obtenir deux sorties symétriques en utilisant le montage de la figure IV-12. On a :

- Pour $v_E > 0$, $v_{s1} = -\,v_E$ et $v_{s2} = 0$.
- Pour $v_E < 0$, $v_{s1} = 0$ et $v_{s2} = -\,v_E$.

Les chronogrammes correspondants sont indiqués à la figure IV-13.

En utilisant des valeurs différentes pour les résistances, on peut combiner redressement et amplification.

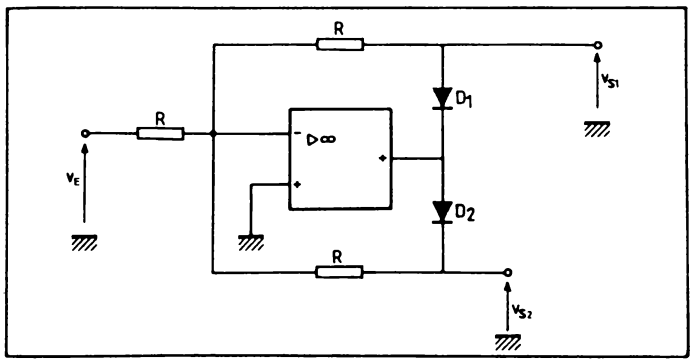


Figure IV-12 : Redresseur à sorties symétriques.

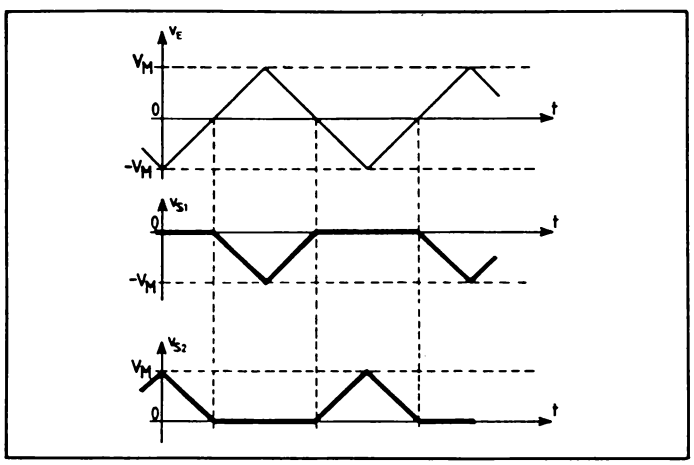


Figure IV-13 : Chronogrammes du redresseur à sorties symétriques.

Redressement bialternance

En associant un redresseur monoalternance et un additionneur, on obtient un redresseur bialternance (figure IV-14). Le deuxième A.O. effectue la somme pondérée :

$$v_s = -(2v + v_E).$$

Compte tenu des résultats du § 2.1, on a :

- Si $v_E > 0$, $v_s = -(-2v_E + v_E) = v_E$
- Si $v_E < 0$, $v_s = -v_E$.

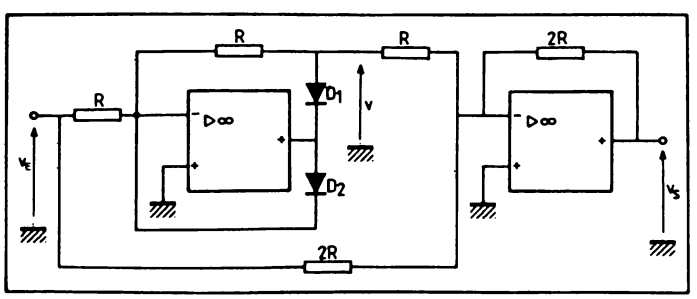


Figure IV-14 : Redresseur bi-alternance.

Ces deux expressions peuvent se résumer par :

$$v_s = |v_E|.$$

Le circuit donne bien un redressement bialternance : sa tension de sortie est égale à la valeur absolue de la tension d'entrée.

On peut également réaliser un redresseur bialternance avec un redresseur à deux sorties symétriques et un soustracteur (figure IV-15). La tension de sortie vaut :

$$v_s = v_{s2} - v_{s1}.$$

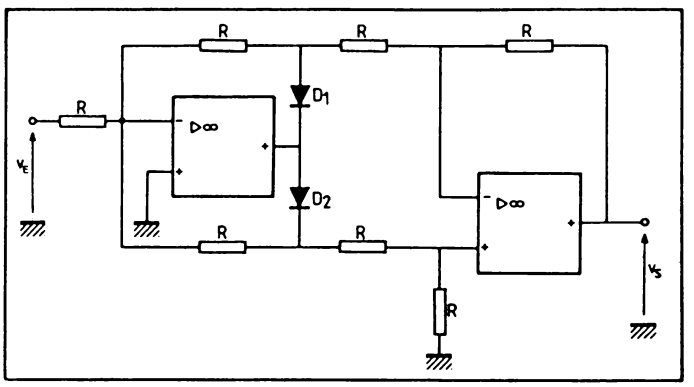


Figure IV-15 : Autre redresseur bi-alternance.

En considérant les chronogrammes de la figure IV-13, on constate que l'on a bien un redressement des deux alternances. L'avantage de ce montage est que les résistances sont toutes de même valeur. On pourra facilement les apparier et obtenir ainsi un résultat précis.

Exemple de réalisation

La figure IV-16 donne le schéma d'un redresseur bialternance. Toutes les résistances identiques sont choisies à 1 % afin d'avoir une bonne précision sur le résultat. L'A.O. étant bipolaire, on a ajouté une résistance de 4,7 kΩ pour compenser l'effet des courants de polarisation du premier étage. Cette compensation est déjà assurée pour le deuxième étage.

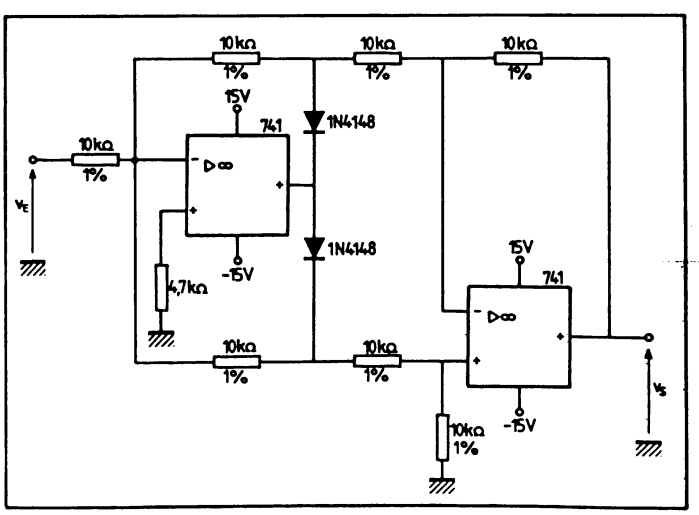


Figure IV-16 : Exemple de réalisation de redresseur.

Détecteur de crête

On peut obtenir un détecteur de crête à partir d'un redresseur bialternance en ajoutant un condensateur de filtrage en parallèle sur la résistance de contre-réaction de l'A.O. fonctionnant en additionneur (figure IV-17). Le signal de sortie est une tension continue égale à la tension de crête du signal alternatif d'entrée.

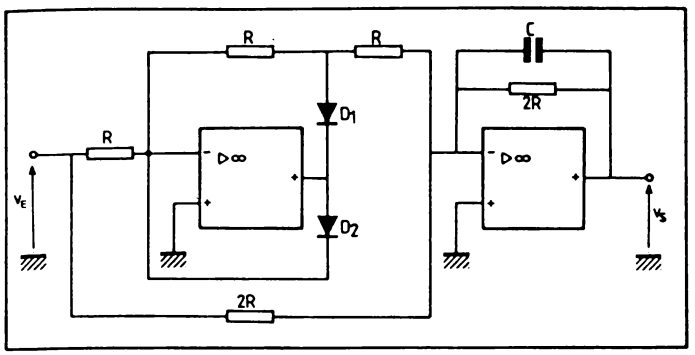


Figure IV-17 : Détecteur de crête.

Conformateur à diodes

On peut approcher une caractéristique de transfert non linéaire par plusieurs segments de droite raccordés. C'est le rôle du montage de la figure IV-18. Les différentes diodes se débloquent pour des valeurs différentes de la tension d'entrée. Considérons la diode D_j faisant partie du groupe à cathodes communes. Elle devient conductrice lorsque la tension présente sur son anode atteint le seuil de déblocage V_D (puisque sa cathode est une masse virtuelle) :

$$\frac{r_j v_E - R_j V_r}{r_j + R_j} = V_D.$$

Cela se produit quand la tension d'entrée v_E arrive à la valeur :

$$V_j = \frac{R_j}{r_j} V_r + \frac{r_j + R_j}{r_j} V_D.$$

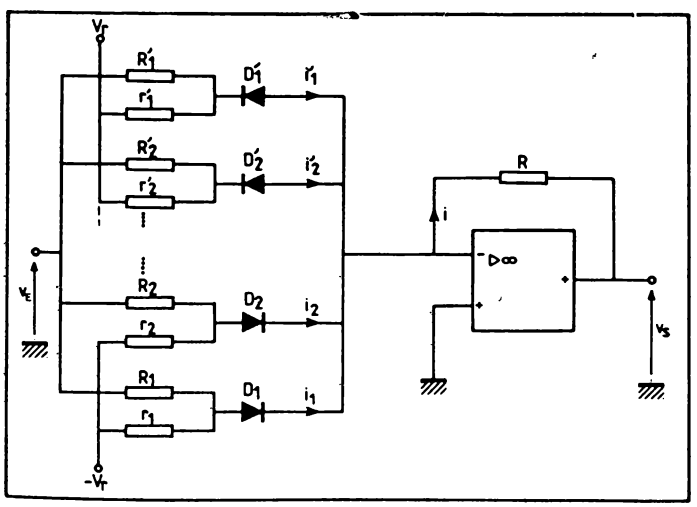


Figure IV-18 : Conformateur à diodes.

Le courant dans la diode D_j s'exprime par :

$$i_j = \frac{v_E - V_j}{R_j}$$

La variation de ce courant en fonction de v_E est représentée à la figure IV-19.

En faisant la somme des courants à l'entrée – de l'A.O., on obtient la tension de sortie :

$$v_S = - R \sum_j i_j.$$

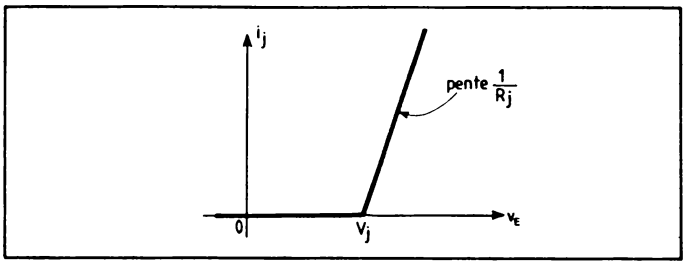


Figure IV-19 : Courant dans une diode du groupe à cathodes communes.

On en déduit la caractéristique de transfert de la figure IV-20.

En appliquant à l'entrée du montage une tension triangulaire, il est possible d'avoir en sortie une tension sinusoïdale. La caractéristique réelle ne présente pas de cassure grâce au coude de la courbe des diodes. On peut obtenir une sinusoïde de distorsion acceptable avec seulement 8 diodes et des résistances à 5 %. Toutefois, pour avoir un bon taux de distorsion, il faut utiliser un réseau de résistances de précision. La réalisation n'est pas facile en composants discrets, mais c'est sur ce principe que sont conçus les conformateurs sinusoïdaux des générateurs de fonctions intégrés.

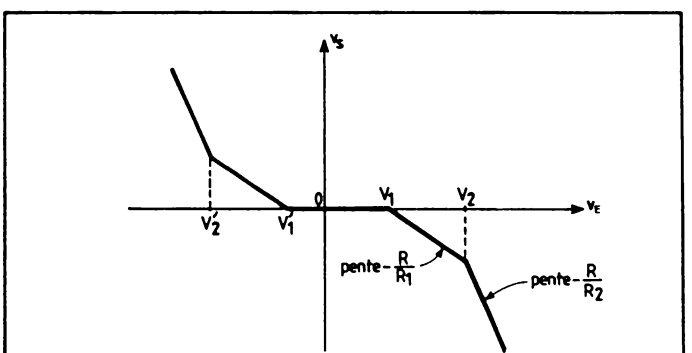


Figure IV-20 : Caractéristique de transfert du conformateur à diodes.

Chapitre V

Circuits réalisant des fonctions de commutation

La caractéristique de transfert d'un A.O. présente un basculement entre deux niveaux qui peut être employé pour réaliser la fonction comparaison. Pour cela, il faut laisser l'A.O. en boucle ouverte ou utiliser une réaction positive afin d'assurer un fonctionnement en commutation. En associant les montages précédents à un condensateur, il est possible d'obtenir des générateurs de signaux carrés.

Comparateurs

Un comparateur est un circuit dont la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs. La présence de l'un de ces deux niveaux indique si la tension d'entrée est inférieure ou supérieure à une tension de référence V_r.

Comparateurs pour une tension de même polarité que la référence

Principe

Un A.O. en boucle ouverte réalise une comparaison puisque la tension de sortie v_s ne peut prendre que deux valeurs, les tensions de saturation $-U$ et U et que le choix de l'une de ces valeurs dépend du signe de la tension différentielle d'entrée v_{Ed} :

$$\begin{cases} v_{Ed} < 0 \Rightarrow v_s = -U \\ v_{ED} > 0 \Rightarrow v_s = U \end{cases}$$

Cependant, la tension v_{Ed} n'est pas référencée par rapport à la masse du montage. On obtient un comparateur en fixant la tension sur l'une des entrées de l'A.O. (référence) et en appliquant la tension à comparer sur l'autre entrée de l'A.O.. Il existe deux possibilités : le comparateur sans inversion (figure V-1a) et le comparateur avec inversion (figure V-1b). Les caractéristiques de transfert sont indiquées à la figure V-2 et les chronogrammes à la figure V-3.

Réalisation de la source de référence

Comme la source de tension de référence ne débite aucun courant, on peut utiliser un simple diviseur résistif (figure V-4). Pour s'affranchir de variations éventuelles de la tension d'alimentation V_{cc}, on peut stabiliser V_r avec une diode Zener polarisée par une résistance (figure V-5).

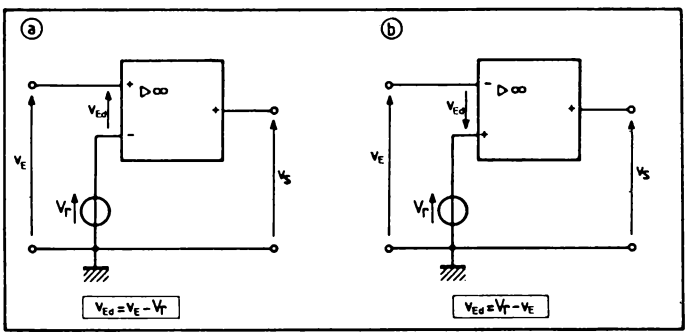


Figure V-1 : Comparateur sans inversion (a) et avec inversion (b).

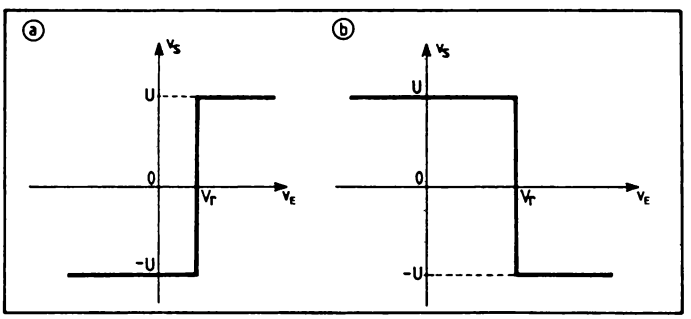


Figure V-2 : Caractéristiques de transfert des comparateurs sans inversion (a) et avec inversion (b).

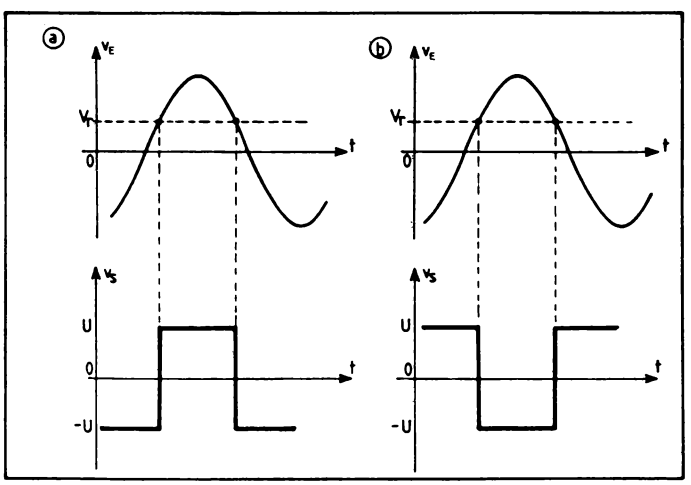


Figure V-3 : Chronogrammes des comparateurs sans inversion (a) et avec inversion (b).

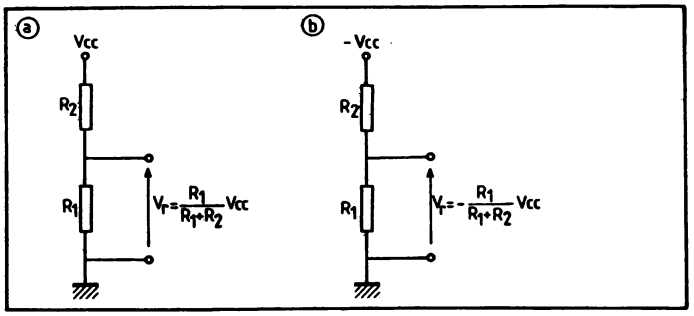


Figure V-4 : Réalisation de la référence avec un diviseur résistif pour $V_r > 0$ (a) ou $V_r < 0$ (b).

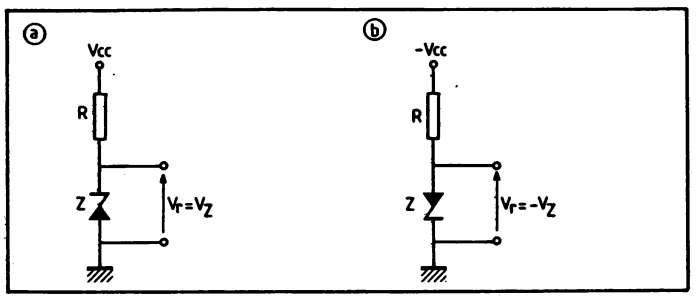


Figure V-5 : Réalisation de la référence avec stabilisation par diode Zener pour $V_r > 0$ (a) ou $V_r < 0$ (b).

Compensation de l'effet des courants de polarisation

Si l'on utilise un A.O. en technologie bipolaire, il peut être nécessaire de minimiser l'influence des courants de polarisation en équilibrant les résistances vues par les entrées de l'A.O.. Dans l'exemple de la figure V-6, on constate après modification du schéma par le théorème de Thévenin qu'il faut assurer la condition suivante :

$$R + r_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

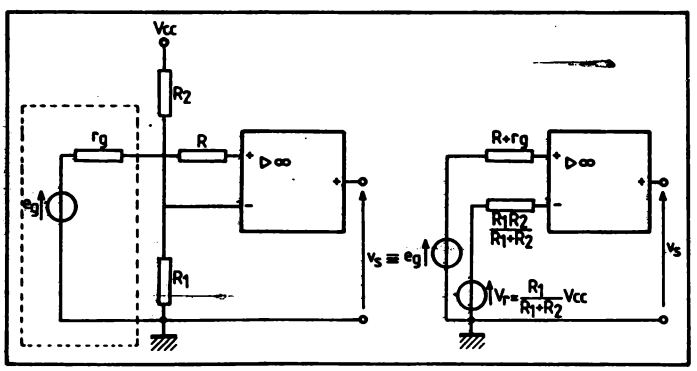


Figure V-6 : Adjonction d'une résistance R en série avec le générateur d'attaque (eg, rg) pour minimiser l'effet des courants de polarisation de l'A.O.

Comparateurs pour une tension de polarité opposée à celle de la référence

Les montages de la figure V-7 peuvent également être utilisés pour la réalisation de comparateurs. On retrouve

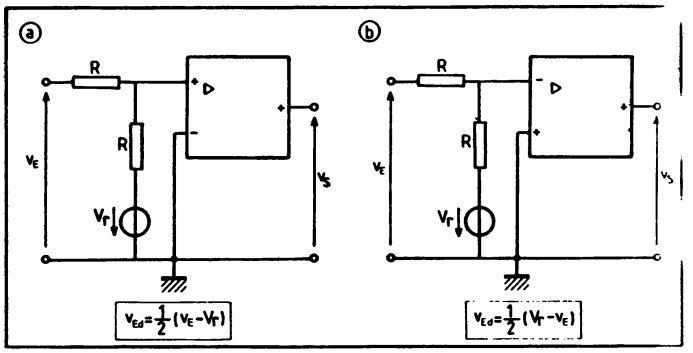


Figure V-7 : Autres réalisations de comparateurs sans inversion (a) ou avec inversion (b).

deux possibilités : le comparateur sans inversion (figure V-7a) et le comparateur avec inversion (figure V-7b). Les caractéristiques de transfert de ces deux circuits apparaissent à la figure V-8. Par rapport aux montages précédents, ceux-ci ont l'avantage d'exiger une tension différentielle d'entrée v_{Ed} deux fois plus petite pour une même différence $v_E - V_r$. Par contre, ils ont l'inconvénient d'avoir un courant d'entrée non nul.

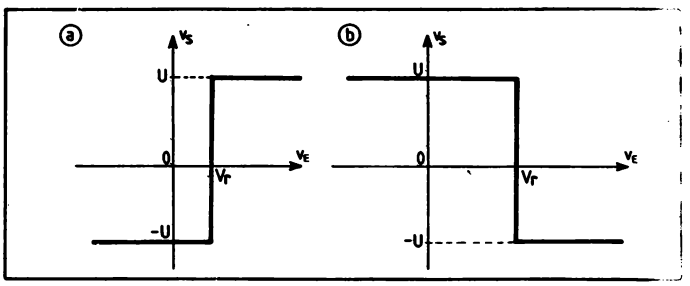


Figure V-8 : Caractéristiques de transfert des comparateurs sans inversion (a) ou avec inversion (b).

Limitation de la tension de sortie

Les niveaux de sortie sont mal définis : ce sont les tensions de saturation de l'A.O. et celles-ci dépendent un peu du composant utilisé. De plus, on verra plus loin que la diminution des niveaux de sortie améliore la rapidité du comparateur. Il est donc souvent utile de limiter la tension de sortie par écrêtage. On emploie pour cela des diodes Zener. Deux exemples d'utilisation sont donnés à la figure V-9. Si les diodes Zener ont la caractéristique

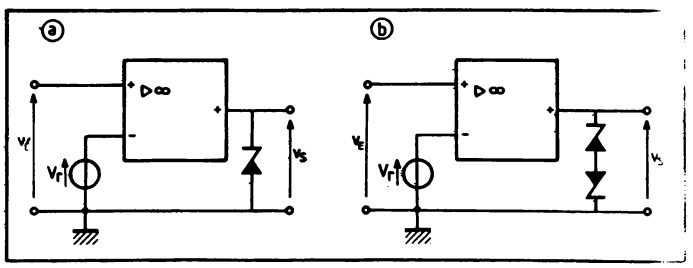


Figure V-9 : Écrêtage de la tension de sortie : deux montages possibles.

linéarisée de la figure V-10, on obtient pour ces montages les courbes de transfert de la figure V-11. Il est

inutile de placer une résistance entre la sortie de l'A.O. et les diodes Zener car le circuit intégré limite lui-même son courant de sortie.

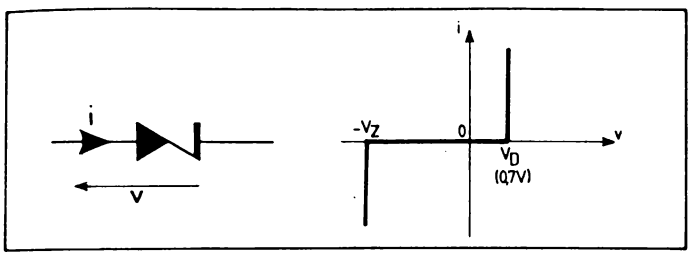


Figure V-10 : Caractéristique linéarisée d'une diode Zener.

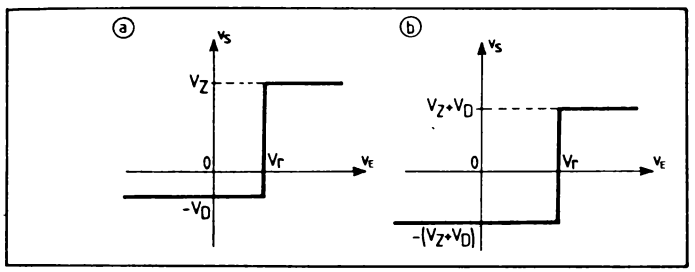


Figure V-11 : Caractéristiques de transfert des montages de la figure V-9 (a) et (b).

Avec le montage de la figure V-7b, on peut placer les diodes Zener en contre-réaction, comme indiqué à la figure V-12. Les diodes sont passantes, l'une dans le sens direct, l'autre par effet Zener. Le montage possède ainsi toujours une contre-réaction et donc $v_{Ed} = 0$. Avec cette solution, l'A.O. n'est jamais en saturation de tension ni en limitation de courant, ce qui améliore la rapidité du comparateur.

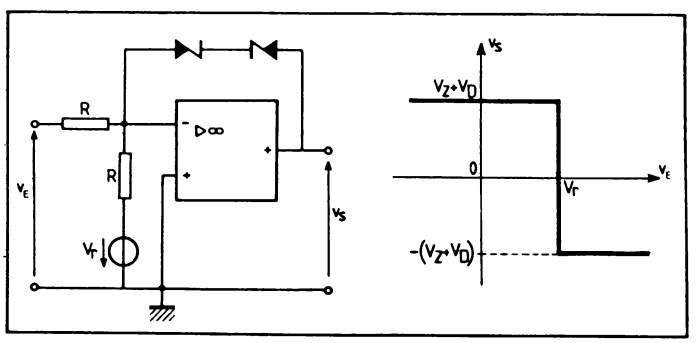


Figure V-12 : Limitation de tension par contre-réaction. Schéma et caractéristique de transfert.

Protection des entrées

Deux types de limitation existent pour les entrées d'un A.O. : l'une pour la tension différentielle d'entrée v_{Ed}, l'autre pour la tension sur chaque entrée. Pour les A.O. courants comme par exemple le TL081, on a :

$$\begin{cases} |v_{Ed}| \leqslant 30\ V \\ |v_{E+}| \text{ ou } |v_{E-}| \leqslant 15\ V \text{ (ou } V_{cc} \text{ si } V_{cc} < 15\ V) \end{cases}$$

S'il est possible de dépasser ces valeurs en cas de fausse manœuvre (en particulier quand les bornes d'entrée sont accessibles), il faut protéger le composant contre les surtensions. On peut utiliser les circuits de la figure V-13 : les deux diodes de la figure V-13a protègent contre les surtensions différentielles (elles limitent v_{Ed} à $\pm V_D$) ; les deux diodes Zener de la figure V-13b protègent contre les surtensions sur une entrée (elles limitent la tension sur chaque entrée à $\pm (V_z + V_D)$; la figure V-13c représente la combinaison des deux types de protection.

On remarque que le montage de la figure V-12 est autoprotégé contre les surtensions puisque l'A.O. est en régime linéaire et qu'il impose donc $v_- = v_+ = 0$.

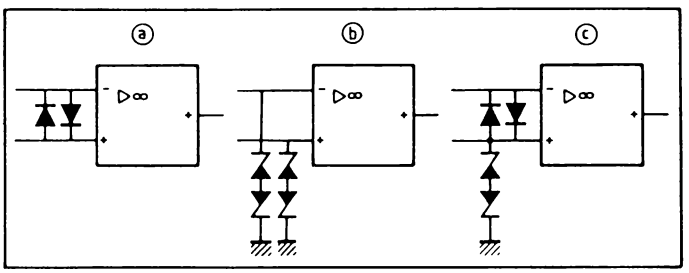


Figure V-13 : Protection contre les surtensions entre les entrées (a), sur chaque entrée (b) et combinaison des deux circuits (c).

Performances des comparateurs à A.O.

Les deux qualités essentielles d'un comparateur sont sa précision et sa rapidité.

Précision

La caractéristique de transfert d'un comparateur n'est pas rigoureusement verticale autour de V_r. A la figure V-14, on a agrandi la zone intéressante de la caractéristique. La précision du comparateur peut être caractérisée par la variation minimale ε de la tension d'entrée qui provoque le basculement. Elle est imposée par l'amplification A de l'A.O. en régime linéaire et par l'excursion totale ΔV de la tension de sortie :

$$\varepsilon = \frac{\Delta V}{A}.$$

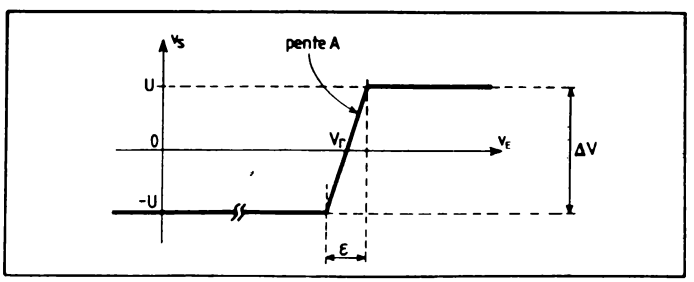


Figure V-14 : Agrandissement de la caractéristique d'un comparateur autour du basculement.

L'amplification A d'un A.O. est très élevée (200 000 comme valeur typique pour le 741 ou le TL081). La pré-

cision d'un comparateur à A.O. est donc excellente. Toutefois, cette affirmation doit être nuancée car l'amplification d'un A.O. diminue rapidement quand la fréquence augmente. La précision ne reste bonne qu'avec des signaux lents. On constate aussi sur l'expression de ε que la précision est d'autant meilleure que ΔV est faible. C'est une raison supplémentaire justifiant l'utilisation de limiteurs de la tension de sortie.

Rapidité

La principale cause de limitation de la rapidité d'un comparateur à A.O. est la vitesse maximale de variation de la tension de sortie S (slew rate) de l'A.O.. Ce phénomène est décrit à la figure V-15. Si l'on estime que le slew rate est le même à la montée et à la descente (il y a en fait une légère différence), le temps de montée t_m est égal au temps de descente t_d et leur valeur commune est :

$$t_m = \frac{\Delta V}{S}.$$

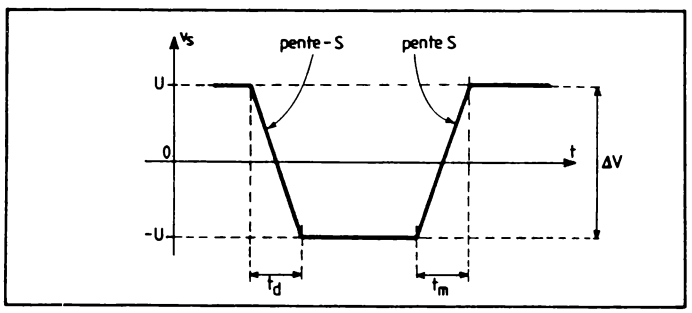


Figure V-15 : Effet du slew-rate sur la tension de sortie d'un comparateur à A.O.

Le slew rate des A.O. courants étant faible (0,5 V/µs pour le 741 ; 13 V/µs pour le TL081 en valeurs typiques), les temps de commutation sont élevés. Par exemple, si l'A.O. est alimenté en ±15 V, l'excursion ΔV de la tension de sortie est un peu inférieure à 30 V. Avec un 741, cela donne un temps de montée de :

$$t_m = \frac{30}{0{,}5} = 60\ \mu s.$$

On constate aussi sur l'expression de t_m que l'on a tout intérêt à limiter l'excursion possible en sortie, ce qui justifie l'utilisation de circuits d'écrêtage.

En conclusion, l'usage de l'A.O. en comparateur est réservé aux signaux lents. Pour travailler avec des signaux rapides, il faut utiliser des circuits intégrés spécialisés nommés comparateurs.

Exemple de réalisation

On désire concevoir un comparateur ayant la caractéristique de transfert de la figure V-16 et dont les temps de commutation sont inférieurs à 2 µs.

– Le comparateur doit être sans inversion. On choisit le montage de la figure V-1a.
– La tension d'entrée varie entre −8 V et 8 V. L'alimentation doit donc être symétrique et sa tension doit être au moins 8 V. On choisit par sécurité V_{cc} = 10 V.
– Les niveaux de sortie sont ±5 V. On utilise des diodes Zener dont la tension nominale est voisine de 4,3 V (compte tenu des 0,7 V aux bornes d'une diode en sens direct). La valeur courante la plus proche est 4,7 V.
– Pour réaliser la tension de référence nécessaire, V_r = 5 V, on utilise un diviseur formé de deux résistances identiques branchées entre la masse et l'alimentation positive. Afin de limiter le courant consommé à une valeur raisonnable, on choisit deux résistances de 47 kΩ.
– Le temps de montée est fixé par le slew rate de l'A.O. :

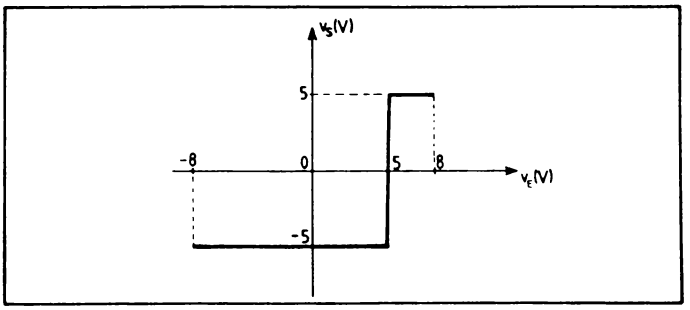


Figure V-16 : Caractéristique désirée.

$$t_m = \frac{\Delta V}{S}$$

où ΔV = 10 V est l'excursion totale de la tension de sortie. On doit donc utiliser un A.O. dont le slew rate est supérieur à :

$$S_{min} = \frac{\Delta V}{t_{m\ max}} = \frac{10}{2} = 5\ V/\mu s.$$

Un TL081 convient puisque la valeur typique de son slew rate est 13 V/µs.
Le schéma complet est donné à la figure V-17.

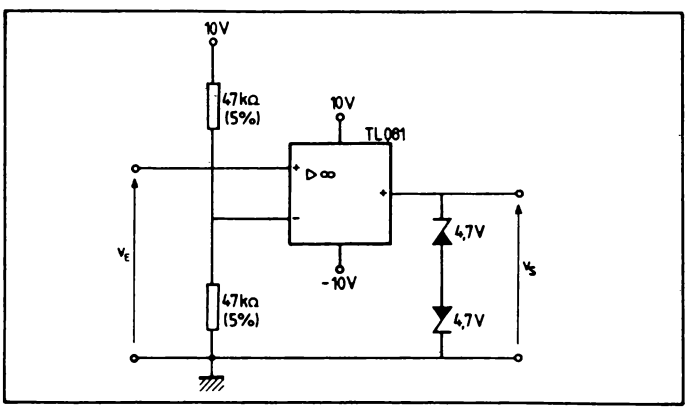


Figure V-17 : Exemple de réalisation de comparateur.

Bascules à hystérésis

Une bascule à hystérésis (ou trigger de Schmitt) est un circuit dont la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs, mais le basculement entre ces deux niveaux se fait pour des valeurs différentes de la tension d'entrée selon que celle-ci est croissante ou décroissante.

Bascule à hystérésis avec inversion

Une première possibilité de réalisation de bascule à hystérésis apparaît à la figure V-18.

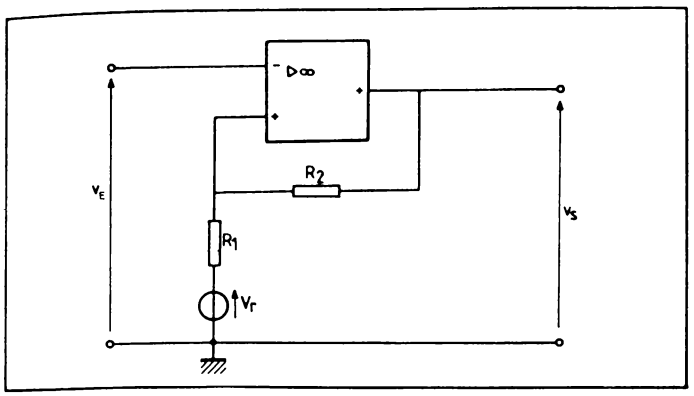


Figure V-18 : Schéma de principe d'une bascule à hystérésis avec inversion.

L'A.O. a une réaction positive, donc il fonctionne en commutation. La tension de sortie ne peut prendre que les valeurs $-U$ et U (tensions de saturation).

– Si la tension d'entrée v_E est suffisamment négative, la tension de sortie est $v_s = U$. La tension présente sur l'entrée + est donnée par le principe de superposition :

$$v_+ = \frac{R_2 V_r + R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

On fait croître la tension v_E. Quand cette tension qui est appliquée directement sur l'entrée – de l'A.O. atteint la valeur de v_+, la tension différentielle d'entrée v_{Ed} s'annule et change de signe et l'A.O. bascule. La tension v_s passe à $-U$. La valeur V_1 de v_E qui provoque le basculement est l'un des seuils du trigger. Sa valeur est donnée par :

$$V_1 = \frac{R_2 V_r + R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

– La tension de sortie étant maintenant $v_s = -U$, la tension présente sur l'entrée + est devenue :

$$v_+ = \frac{R_2 V_r - R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

Si l'on continue à augmenter v_E, plus rien ne se passe puisque v_{Ed} ne s'annule plus. Quand on arrive à la valeur maximale possible pour v_E, on fait décroître cette tension. Lorsque v_{Ed} s'annule de nouveau, l'A.O. rebascule et la tension de sortie repasse à $v_s = U$. La valeur V_2 de v_E qui provoque le basculement est le deuxième seuil du trigger. Son expression est :

$$V_2 = \frac{R_2 V_r - R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

Si l'on continue à diminuer v_E, plus rien ne se passe.

L'ensemble du fonctionnement du montage est décrit par la caractéristique de transfert de la figure V-19 et par les chronogrammes de la figure V-20.

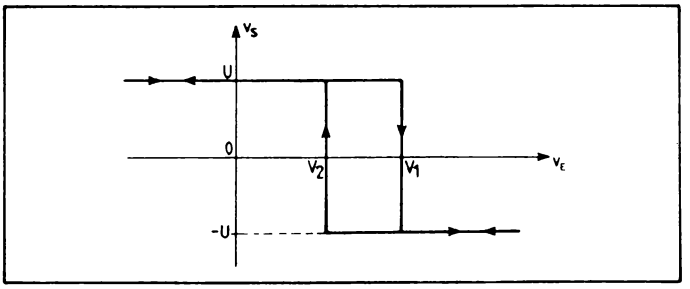


Figure V-19 : Cycle du trigger inverseur.

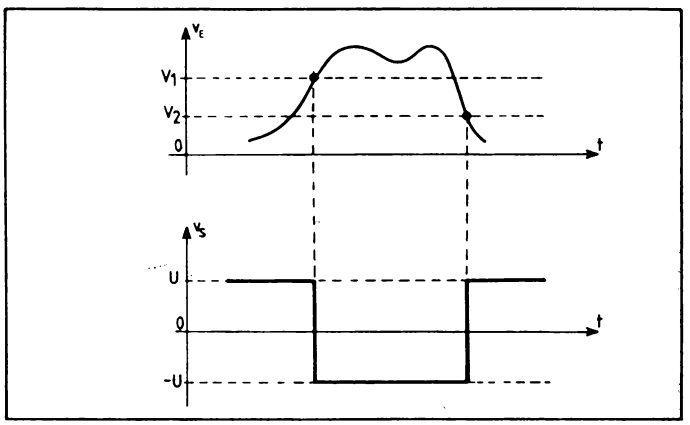


Figure V-20 : Chronogrammes du trigger inverseur.

Réalisation de la source de référence

On peut réaliser la référence de la même façon que pour les comparateurs (figures V-4 et V-5). Toutefois, il faut prendre garde dans les calculs que le générateur débite ici un certain courant. Pour cela, il suffit de le remplacer par son modèle de Thévenin comme il est indiqué à la figure V-21.

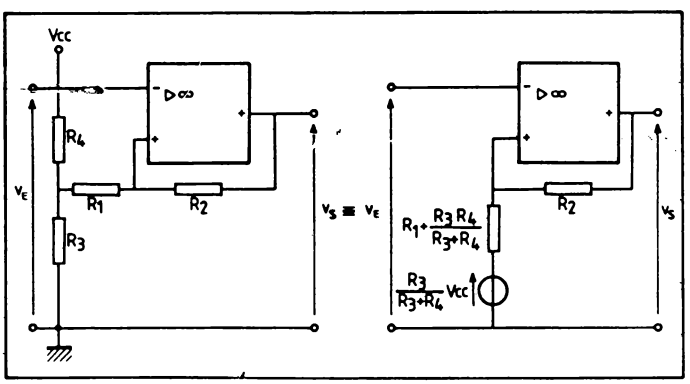


Figure V-21 : Prise en compte de la résistance interne du générateur de référence pour le calcul des seuils du trigger.

Compensation de l'effet des courants de polarisation

Si l'on utilise un A.O. bipolaire, on équilibre les résistan-

ces vues des deux entrées de l'A.O., ainsi que le montre la figure V-22, avec :

$$R + r_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

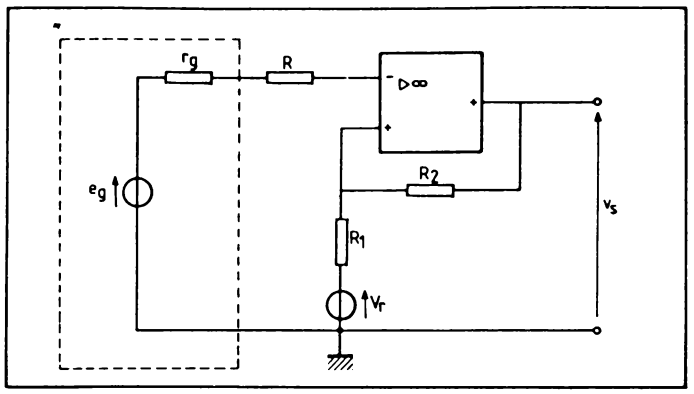


Figure V-22 : Adjonction d'une résistance R pour minimiser l'effet des courants de polarisation de l'A.O.

Paramètres définissant un cycle

On peut caractériser un cycle par sa largeur Δ et la position V_c de son centre (figure V-23). On obtient :

$$\begin{cases} \Delta = V_1 - V_2 = 2\,\dfrac{R_1}{R_1 + R_2}\,U \\ V_c = \dfrac{1}{2}(V_1 + V_2) = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\,V_r \end{cases}$$

Il est intéressant de remarquer que la tension de référence V_r apparaît dans l'expression de V_c mais pas dans celle de Δ. En appliquant une tension V_r variable, on peut commander la position du cycle à largeur constante.

Cas particulier : cycle centré

Si $V_r = 0$, les seuils du trigger sont symétriques par rapport à l'origine. Ce cas particulier très fréquent correspond au schéma de la figure V-24. Le cycle de ce montage est représenté à la figure V-25 avec l'évolution de la tension différentielle d'entrée v_{Ed} de l'A.O..

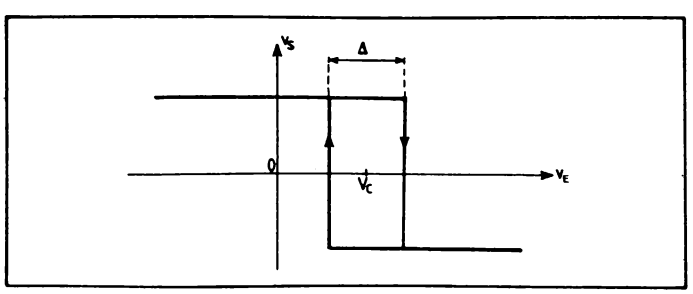


Figure V-23 : Définition de la largeur Δ du cycle et de la position V_c de son centre.

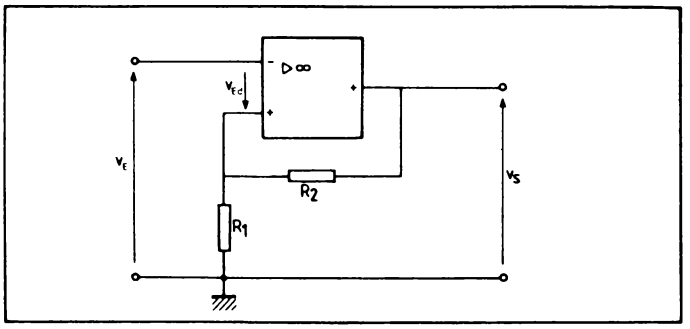


Figure V-24 : Trigger inverseur à cycle centré.

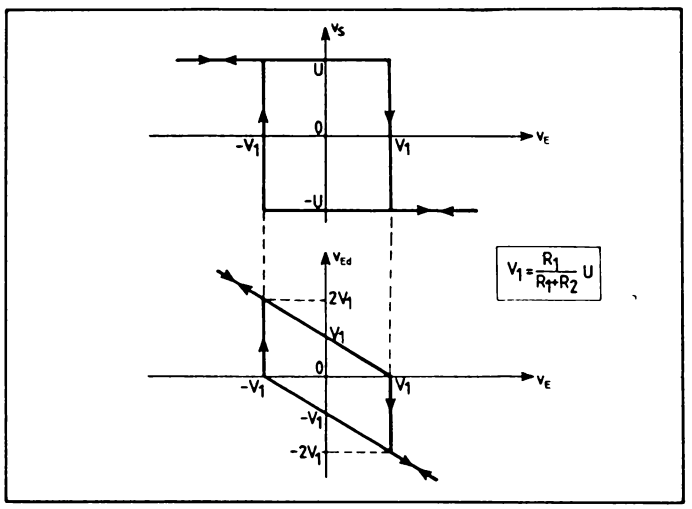


Figure V-25 : Cycle centré et évolution correspondante de la tension différentielle d'entrée v_{Ed} de l'A.O.

Bascule à hystérésis sans inversion

Le schéma du montage est représenté à la figure V-26.

L'A.O. a une réaction positive, donc il fonctionne en commutation et la tension de sortie ne peut prendre que les valeurs −U et U (tensions de saturation de l'A.O.).

– Si la tension d'entrée v_E est suffisamment négative, la tension différentielle v_{Ed} sera également négative et v_s =

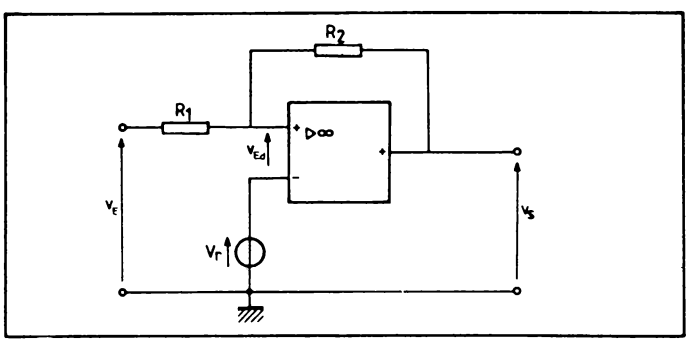


Figure V-26 : Schéma de principe d'une bascule à hystérésis sans inversion.

$-U$. La tension présente sur l'entrée + est donnée par le principe de superposition

$$v_+ = \frac{R_2 v_E - R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

L'entrée − étant maintenue au potentiel V_r, on en déduit la tension différentielle d'entrée :

$$v_{Ed} = \frac{R_2 v_E - R_1 U}{R_1 + R_2} - V_r.$$

On fait croître la tension v_E. Quand v_{Ed} s'annule et change de signe, l'A.O. bascule et la sortie passe à U. Ce changement de niveau se produit pour la valeur V_1 de v_E telle que :

$$\frac{R_2 V_1 - R_1 U}{R_1 + R_2} - V_r = 0.$$

Soit :

$$V_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r + \frac{R_1}{R_2} U.$$

− La tension de sortie étant maintenant $v_s = U$, la tension sur l'entrée + est devenue :

$$v_+ = \frac{R_2 v_E + R_1 U}{R_1 + R_2}.$$

Si l'on continue à augmenter v_E, plus rien ne se passe puisque v_{Ed} ne s'annule plus. Quand on fait décroître v_E, l'A.O. bascule de nouveau et v_s repasse à $-U$ lorsque v_{Ed} s'annule, pour la valeur V_2 de v_E telle que :

$$\frac{R_2 V_2 + R_1 U}{R_1 + R_2} - V_r = 0.$$

Soit :

$$V_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} U.$$

Si l'on continue à diminuer v_E, plus rien ne se passe.

Le fonctionnement du montage est résumé par le cycle de la figure VI-27 et par les chronogrammes de la figure V-28.

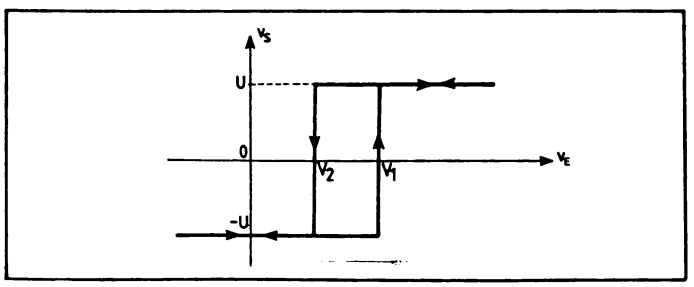


Figure V-27 : Cycle du trigger non inverseur.

L'inconvénient de ce montage par rapport au précédent est que la résistance interne du générateur d'attaque est en série avec R_1 et qu'elle intervient donc sur la valeur des seuils. Pour que les résultats établis restent valables, il faut que le générateur d'attaque puisse être considéré comme une source de tension, c'est-à-dire que sa résistance interne soit faible devant R_1.

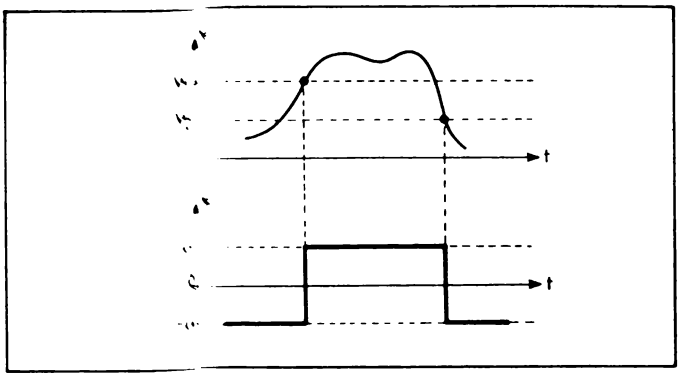


Figure V-28 : Chronogrammes du trigger non inverseur.

Réalisation de la référence

On peut réaliser la référence avec les montages de la figure V-4 ou V-5. Il n'y a ici aucun problème puisque cette source ne débite aucun courant.

Compensation de l'effet des courants de polarisation

Si l'on utilise un A.O. bipolaire, on équilibre les résistances vues des deux entrées comme le montre la figure V-29 où :

$$R = \frac{(R_1 + r_g) R_2}{R_1 + r_g + R_2}.$$

Remarque. Si la source de référence ne peut pas être considérée comme idéale, il faut retrancher sa résistance interne de la valeur de R trouvée.

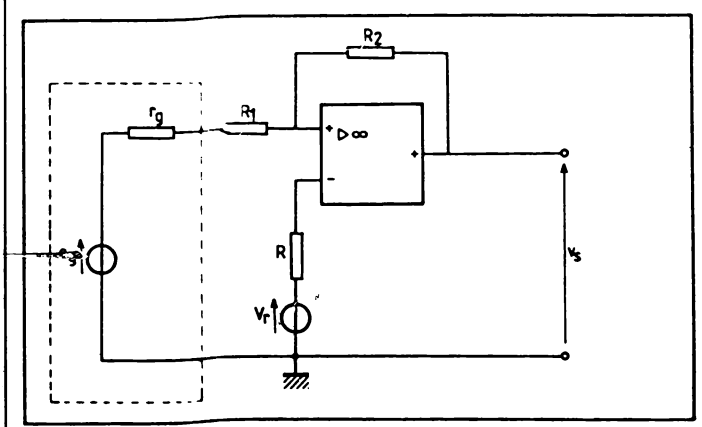


Figure V-29 : Adjonction d'une résistance R pour minimiser l'effet des courants de polarisation de l'A.O.

Paramètres définissant le cycle

On peut calculer la largeur Δ du cycle et la position V_c de son centre :

$$\begin{cases} \Delta = \dfrac{R_1}{R_2} U \\ V_c = \dfrac{R_1 + R_2}{R_2} V_r \end{cases}$$

On remarque que seule la position du centre dépend de V_r.

Cas particulier : cycle centré

Un cas fréquent est celui où $V_r = 0$. Le schéma du montage est donné à la figure V-30 et son cycle à la figure V-31.

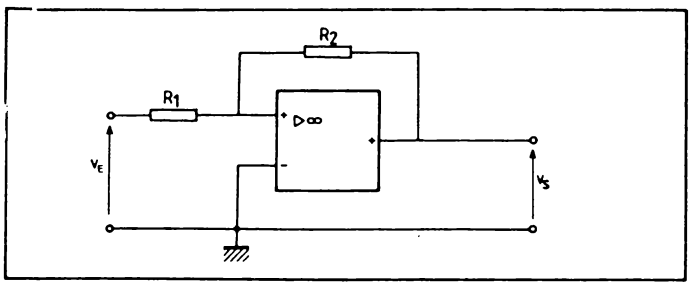


Figure V-30 : Trigger non inverseur à cycle centré.

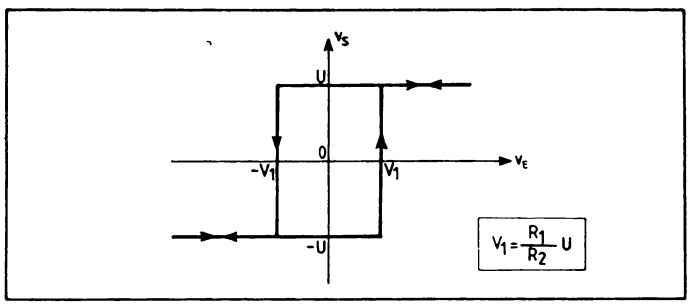


Figure V-31 : Cycle centré sans inversion.

Limitation de la tension de sortie

Comme les seuils des bascules à hystérésis à A.O. dépendent des niveaux de sortie, il est particulièrement important de fixer ces valeurs avec précision. On peut procéder par écrêtage comme pour les comparateurs. Un exemple est donné à la figure V-32.

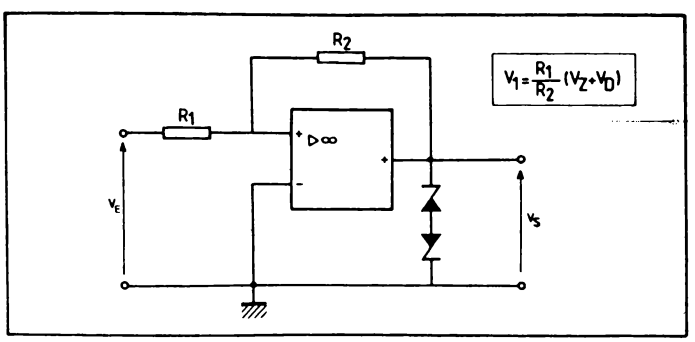


Figure V-32 : Amélioration de la précision des niveaux de sortie et des seuils du trigger grâce à un écrêtage.

Performances des bascules à hystérésis à A.O.

Précision des seuils

La précision sur les valeurs des seuils est médiocre si l'on n'utilise pas de limitation des niveaux de sortie. Avec un écrêtage la précision dépend surtout des diodes Zener.

Rapidité

La limitation essentielle du montage est son manque de rapidité. Les temps de commutation dépendent de la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O.. Le calcul est le même que pour un comparateur. Pour obtenir une meilleure rapidité, il faut remplacer l'A.O. par un comparateur intégré.

Exemple de réalisation

On désire concevoir une bascule à hystérésis ayant la caractéristique de transfert de la figure V-33 et dont les temps de commutation sont inférieurs à 10 µs.

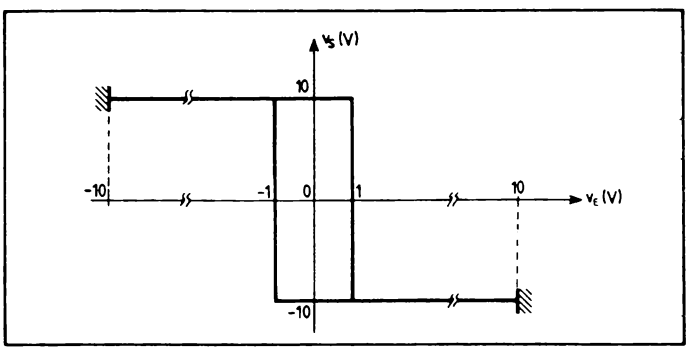


Figure V-33 : Caractéristique désirée.

– Le cycle est centré et inversé. On choisit donc le montage de la figure V-24.
– La tension d'entrée varie entre −10 V et 10 V. L'alimentation doit être symétrique et sa tension doit être au moins 10 V. On choisit par sécurité $V_{cc} = 12$ V.
– Les niveaux de sorties étant ±10 V, il faut utiliser des diodes Zener dont la tension nominale est voisine de 9,3 V (compte tenu du seuil de la diode en polarisation directe qui a environ 0,7 V à ses bornes). La valeur courante la plus voisine est 9,1 V.
– Pour obtenir un seuil $V_1 = 1$ V, les résistances R_1 et R_2 doivent vérifier la relation :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_z + V_D) = V_1.$$

Soit :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_z + V_D - V_1}{V_1} = \frac{9{,}1 + 0{,}7 - 1}{1} = 8{,}8.$$

On choisit $R_1 = 10$ kΩ et $R_2 = 91$ kΩ dans la série E24 (précision 5 %). Le courant qui parcourt ces résistances

est de l'ordre de 0,1 mA, ce qui est tout à faire correct.
– Le temps de montée est fixé par le slew rate de l'A.O. :

$$t_m = \frac{\Delta V}{S}$$

ou $\Delta V = 20$ V est l'excursion totale de la tension de sortie. On doit donc utiliser un A.O. dont le slew rate est supérieur à :

$$S_{min} = \frac{\Delta V}{t_{m\ max}} = \frac{20}{10} = 2\ V/\mu s.$$

Un TL081 convient puisque la valeur typique de son slew rate est 13 V/µs.

Le schéma complet du montage est donné à la figure V-34. Il est inutile de compenser l'effet des courants de polarisation car l'A.O. utilisé étant un *bifet*, les courants d'entrée sont négligeables.

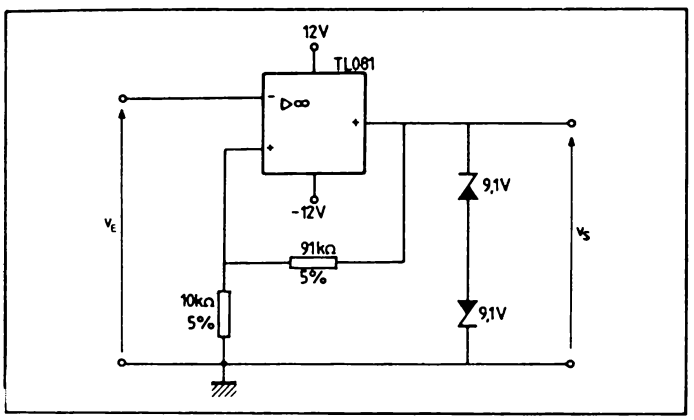


Figure V-34 : Exemple de réalisation de trigger.

Circuits astables

Un circuit astable est un montage qui passe spontanément d'un état quasi-stable à un autre état quasi-stable puis revient naturellement à l'état initial. Il évolue donc en permanence entre ces deux états. C'est un générateur de signaux rectangulaires.

Principe

On considère le montage de la figure V-35.

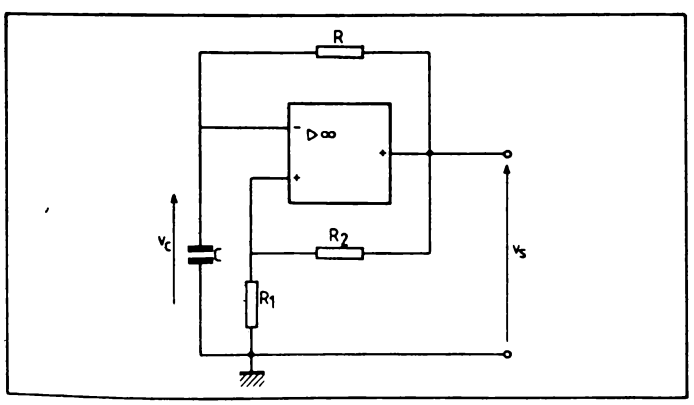


Figure V-35 : Circuit astable.

Le montage fonctionne en commutation. En effet, la réaction positive se fait par un diviseur résistif tandis que la réaction négative est produite par un circuit RC. Une variation de la tension de sortie est immédiatement répercutée sur l'entrée + alors que la tension sur l'entrée – varie lentement du fait du condensateur. La variation se trouve donc accentuée et produit rapidement la saturation.

On choisit l'origine des temps à la mise sous tension du montage le condensateur étant déchargé, et on suppose qu'on a alors $v_s = U$.

L'A.O., R_1 et R_2 forment une bascule à hystérésis inverseuse.

Le condensateur C se charge à travers R vers la tension U. La tension v_c augmente exponentiellement en partant de $v_c = 0$ vers une asymptote horizontale $v_c = U$ avec une constante de temps $\tau = RC$:

$$v_c = U\ (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

A $t = t_0$, v_c atteint le seuil V_1 du trigger et v_s passe à $-U$. Le condensateur C se décharge puis se recharge en sens inverse. La tension v_c diminue exponentiellement en partant de $v_c = V_1$ vers une asymptote horizontale $v_c = -U$ avec la même constante de temps τ :

$$v_c = (V_1 + U)\ e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} - U.$$

A $t = t_0 + t_2$, v_c atteint la valeur $-V_1$ et le trigger bascule de nouveau : v_s passe à U. Le condensateur se charge dans le même sens que dans la première phase. La tension v_c augmente exponentiellement en partant de $v_c = -V_1$ vers une asymptote horizontale $v_c = U$ avec la constante de temps τ.

A $t = t_0 + t_2 + t_1$, l'A.O. bascule. On retrouve les conditions de départ de la deuxième phase et l'évolution est maintenant périodique.

Le fonctionnement du montage est résumé par les courbes de la figure V-36. On distingue le régime tran-

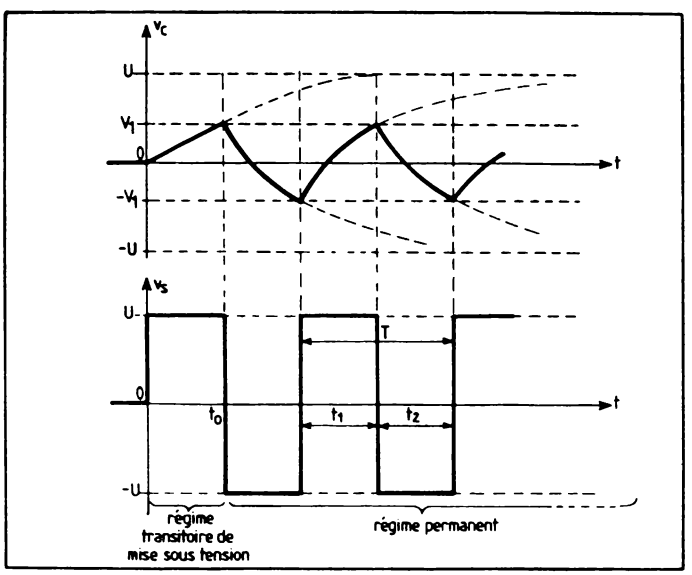


Figure V-36 : Chronogrammes de l'astable.

sitoire de mise sous tension ($t < t_0$) et le régime permanent ($t > t_0$).

La durée du régime transitoire est donnée par l'équation :

$$V_1 = U\,(1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}}).$$

D'où l'on tire :

$$t_0 = \tau \ln \frac{U}{U - V_1}.$$

En régime permanent, on remarque que la durée t_1 de l'état haut est égale à la durée t_2 de l'état bas. Elle est donnée par l'équation :

$$-V_1 = (V_1 + U)\, e^{-\frac{t_2}{\tau}} - U.$$

D'où :

$$t_2 = \tau \ln \frac{U + V_1}{U - V_1}.$$

Au lieu de donner t_1 et t_2, on caractérise souvent le signal par :

- sa fréquence $f = \dfrac{1}{t_1 + t_2}$
- son rapport cyclique $\alpha = \dfrac{t_1}{t_1 + t_2}$.

Remarque. Le rapport cyclique est parfois défini par $\alpha' = \dfrac{t_1}{t_2}$.

Il faut donc bien préciser le choix adopté.

Ici, on obtient :

$$\alpha = 0{,}5$$

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \dfrac{U + V_1}{U - V_1}} = \frac{1}{2\,RC \ln \left(1 + 2\,\dfrac{R_1}{R_2}\right)}.$$

Améliorations du montage

Niveaux de sortie

Pour fixer les niveaux de sortie et améliorer les temps de commutation, on peut utiliser un écrêtage par diodes Zener comme il est indiqué à la figure V-37. La tension de sortie obtenue est représentée à la figure V-38.

Réglage de la fréquence

Pour modifier la fréquence, on peut rendre R variable, commuter plusieurs valeurs de C ou modifier les caractéristiques de la bascule à hystérésis comme à la figure V-39.

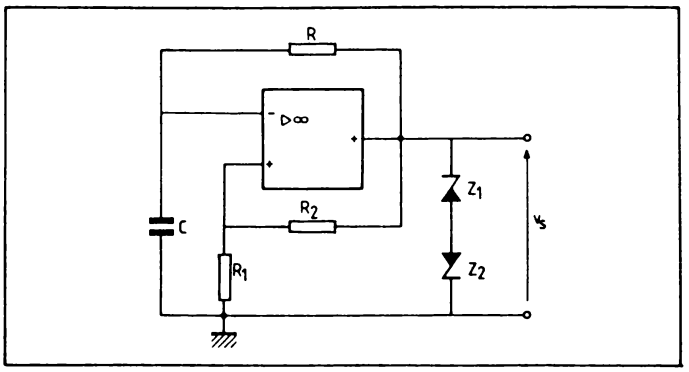


Figure V-37 : Astable avec limiteur en sortie.

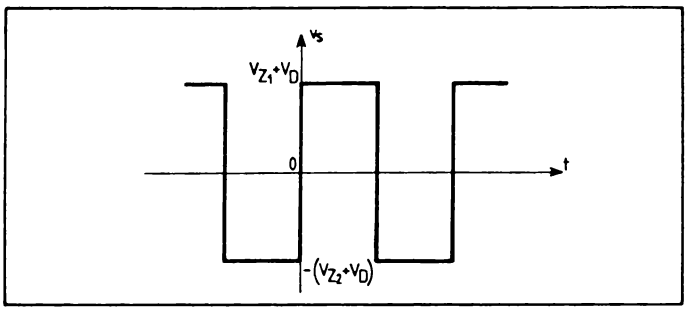


Figure V-38 : Tension de sortie de l'astable avec limiteur.

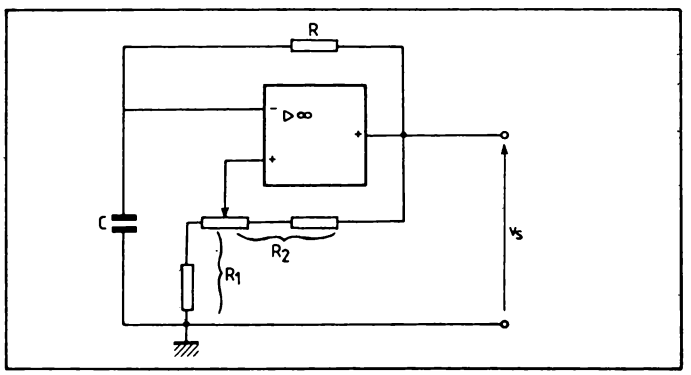


Figure V-39 : Réglage de la fréquence.

Réglage du rapport cyclique

On peut utiliser le montage de la figure V-40 dans lequel le circuit de charge du condensateur est différent dans les deux phases de fonctionnement.

Quand $v_s = U$, D′ est bloquée et D″ est passante, donc :

$$t_1 = [(1-k)\,R + R'']\,C \ln \left(1 + 2\,\frac{R_1}{R_2}\right).$$

Quand $v_s = -U$, D′ est passante et D″ est bloquée, donc :

$$t_2 = (kR + R')\,C \ln \left(1 + 2\,\frac{R_1}{R_2}\right).$$

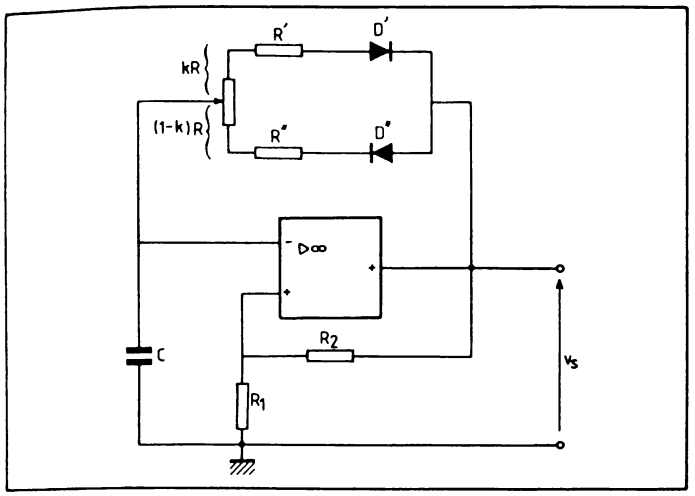


Figure V-40 : Réglage du rapport cyclique.

On en déduit :

$$\alpha = \frac{(1-k)\,R + R''}{R + R' + R''}$$

$$f = \frac{1}{(R+R'+R'')\,C \ln\left(1 + 2\,\frac{R_1}{R_2}\right)}.$$

Le rapport cyclique est fonction affine du rapport potentiométrique k et le réglage est indépendant de la fréquence.

Alimentation unique

On peut modifier le montage pour l'utiliser avec une seule alimentation. Il suffit de polariser correctement l'entrée de l'A.O. comme il est indiqué à la figure V-41.

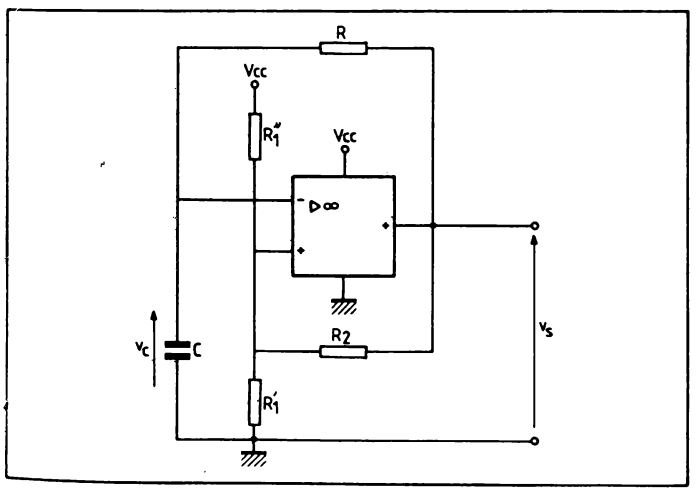


Figure V-41 : Astable à alimentation unique.

L'étude du montage est facilitée par l'utilisation du théorème de Thévenin, ce qui donne le schéma de la figure V-42, avec :

$$R_2 = R'_1 = R''_1 = R.$$

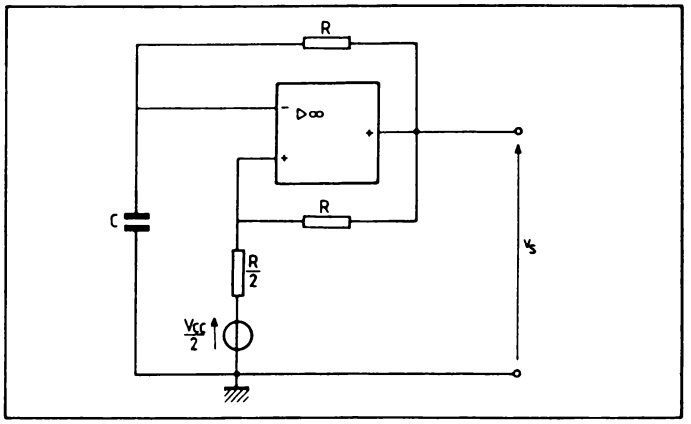


Figure V-42 : Transformation par le théorème de Thévenin dans le cas particulier où $R'_1 = R''_1 = R_2 = R$.

En admettant que les niveaux de saturation sont 0 et V_{cc}, on obtient les chronogrammes de la figure V-43.
L'équation de la branche d'exponentielle commençant à $t = t_0$ est :

$$v_c = \frac{2}{3} V_{cc}\, e^{\frac{t-t_0}{\tau}}.$$

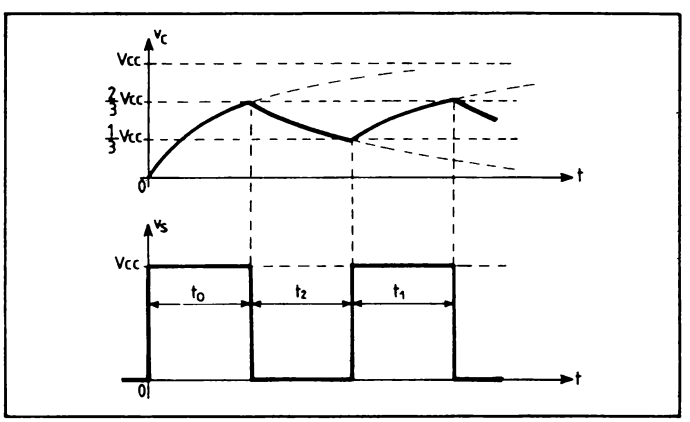


Figure V-43 : Chronogrammes de l'astable à alimentation unique.

La durée t_2, égale à la durée t_1 est donnée par la relation :

$$\frac{1}{3} V_{cc} = \frac{2}{3} V_{cc}\, e^{-\frac{t_2}{\tau}}.$$

Donc :

$$t_2 = \tau \ln 2.$$

La fréquence est alors :

$$f = \frac{1}{2\,RC \ln 2}.$$

Performances des astables à A.O.

La principale limite des montages à A.O. est leur manque de rapidité dû aux temps de commutation imposés par le slew rate de l'A.O.. On ne pourra donc réaliser que des astables fonctionnant à des fréquences peu élevées. Pour augmenter la rapidité de ces générateurs, il suffit de remplacer l'A.O. par un circuit intégré comparateur.

Exemple de réalisation

Le montage de la figure V-44 est proposé par *National Semiconductor* comme application de l'A.O. LM324. C'est un astable à alimentation unique $V_{cc} = 5$ V. Sa fréquence de fonctionnement est de l'ordre de :

$$f = \frac{1}{2 \times 10^5 \times 10^{-9} \ln 2} \text{ soit } f = 7{,}21 \text{ kHz}.$$

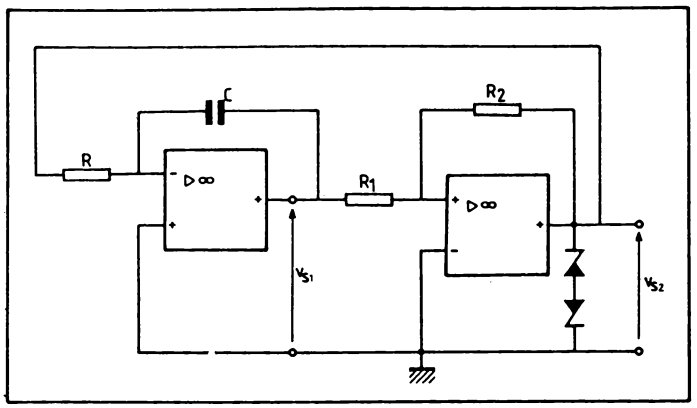


Figure V-44 : Exemple de réalisation d'astable (doc. National Semiconductor).

Générateurs de fonctions

Principe

Un générateur de fonctions est un montage qui donne deux signaux de base : le signal carré et le signal triangulaire. Dans un circuit astable, la tension aux bornes du condensateur est formée de portions d'exponentielles car la charge se fait par une source de tension à travers une résistance. Pour obtenir des segments de droite et donc un signal triangulaire, il faut charger le condensateur à courant constant. C'est ce qui se produit dans le montage de la figure V-45. On y distingue une bascule à hystérésis sans inversion et un intégrateur avec inversion. Le cycle de la bascule est celui de la figure V-31. Lorsque $v_{S2} = U$, v_{S1} est une rampe de pente négative $-\frac{U}{RC}$, tandis que quand $V_{S2} = -U$, v_{S1} est une rampe de pente positive $\frac{U}{RC}$. Les basculements se produisent lorsque v_{S1} atteint $\frac{R_1}{R_2} U$ en croissant ou $-\frac{R_1}{R_2} U$ en décroissant. Ce fonctionnement correspond aux chronogrammes de la figure V-46.

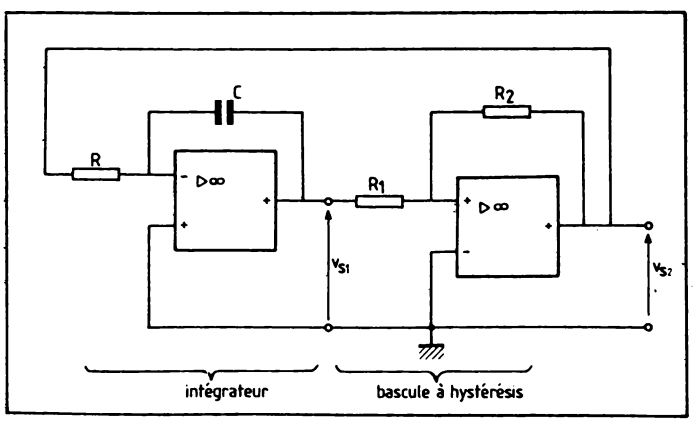


Figure V-45 : Générateur de fonctions.

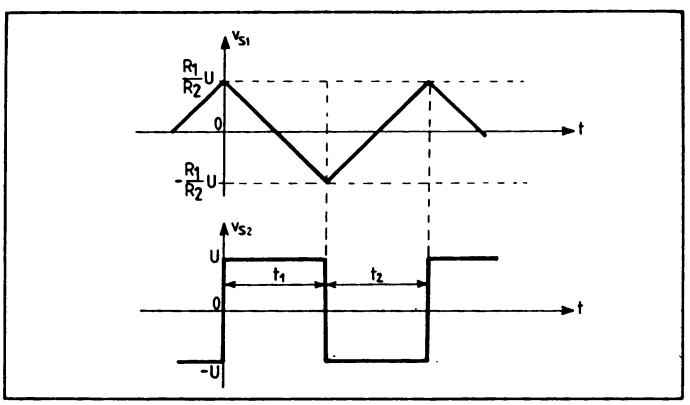


Figure V-46 : Chronogrammes du générateur de fonctions.

Du fait de la symétrie des pentes et des niveaux de départ et d'arrivée des segments de droite, on a $t_1 = t_2$ et donc un rapport cyclique :

$$\alpha = 0{,}5.$$

On peut calculer la durée t_2 d'un état bas en exprimant la pente du segment correspondant de v_{S1} :

$$\frac{U}{RC} = \frac{2\frac{R_1}{R_2}U}{t_2}.$$

Donc :

$$t_2 = 2\,RC\,\frac{R_1}{R_2}.$$

On en déduit la fréquence des signaux :

$$f = \frac{R_2}{4\,R_1\,RC}.$$

Remarque. On a conduit l'étude en supposant le régime permanent établi et on n'a pas examiné le régime transitoire, contrairement à ce qui a été fait pour le circuit astable. Les deux méthodes sont évidemment possibles dans tous les cas.

Améliorations du montage

Niveaux de sortie

Les niveaux du signal carré sont les tensions de saturation de l'A.O. et l'amplitude du signal triangulaire est proportionnelle à ces mêmes niveaux de saturation. Pour fixer les caractéristiques de ces deux signaux, il est utile d'écrêter la sortie du trigger par des diodes Zener comme il est indiqué à la figure V-47. On obtient alors les chronogrammes de la figure V-48.

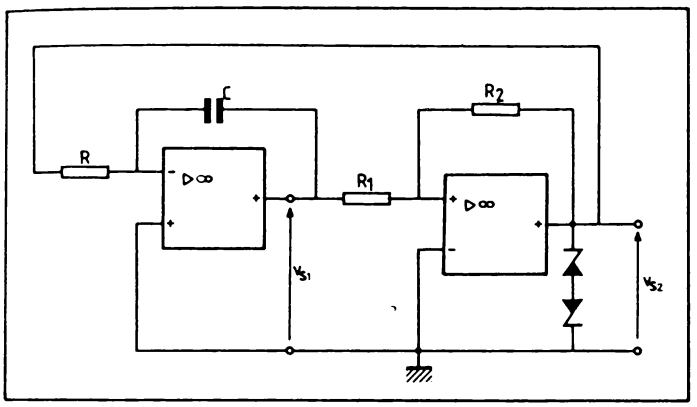


Figure V-47 : Générateur de fonctions avec écrêtage du signal carré.

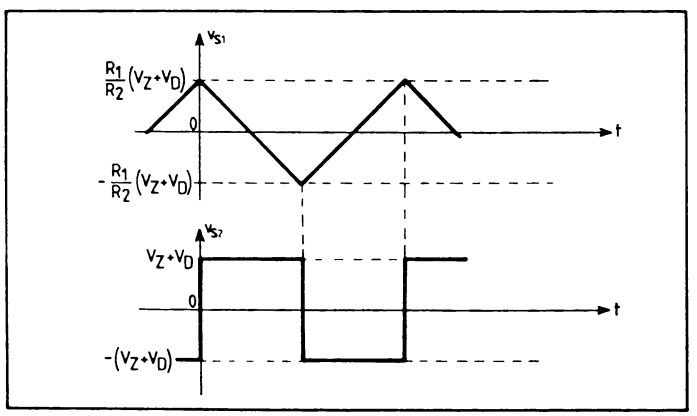


Figure V-48 : Effet de l'écrêtage sur les chronogrammes du générateur de fonctions.

Réglage de l'amplitude du signal triangulaire

On peut modifier l'amplitude du signal triangulaire en rendant variable l'une des résistances du trigger. Par exemple, le potentiomètre P_1 de la figure V-49 permet de régler l'amplitude. Malheureusement, la variation de R_2 agit également sur la fréquence des signaux.

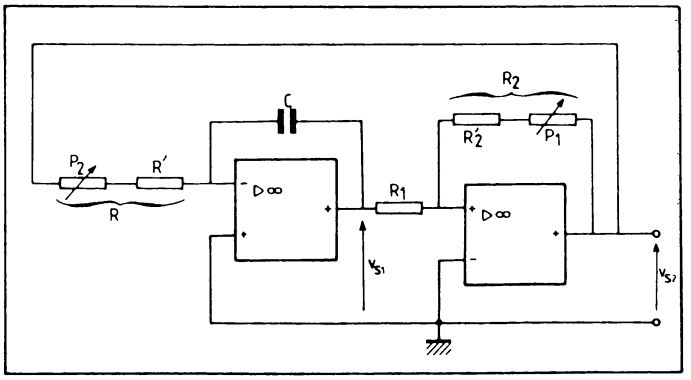


Figure V-49 : Réglage de la fréquence et de l'amplitude du signal triangulaire.

Réglage de la fréquence

Pour faire varier la fréquence sans modifier les autres paramètres des signaux, il suffit de régler la résistance R de l'intégrateur. C'est le rôle du potentiomètre P_2 du montage de la figure V-49.

Réglage de la symétrie des signaux

On peut obtenir un signal triangulaire dissymétrique et un signal rectangulaire de rapport cyclique différent de 0,5 en modifiant le montage comme l'indique la figure V-50.

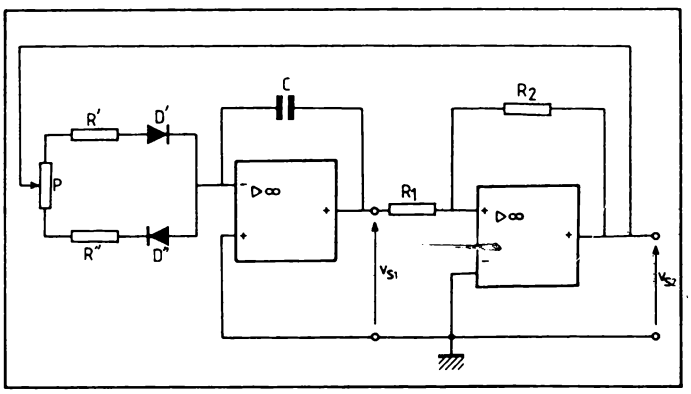


Figure V-50 : Réglage de la symétrie des signaux.

Performances des générateurs de fonctions à A.O.

La limite essentielle de ces montages est leur manque de rapidité. La plage de fréquence qui peut être atteinte est assez restreinte et l'on utilisera d'autres solutions comme les circuits intégrés générateurs de fonctions si l'on veut augmenter sensiblement cette plage de fonctionnement possible.

Exemple de réalisation

La figure V-51 représente un générateur de fonctions dont la fréquence est :

$$f = \frac{33}{4 \times 10 \times 10^4 \times 10^{-8}} = 8\,250 \text{ Hz soit } 8{,}25 \text{ kHz.}$$

L'amplitude du signal carré est :

$$V_Z + V_D = 6{,}2 + 0{,}6 = 6{,}8 \text{ V.}$$

L'amplitude du signal triangulaire est :

$$\frac{R_1}{R_2}(V_Z + V_D) = \frac{10}{33} 6{,}8 = 2 \text{ V.}$$

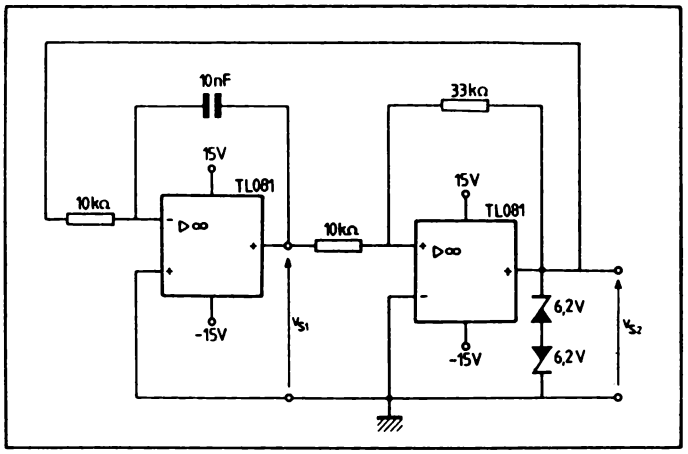


Figure V-51 : Exemple de réalisation de générateur de fonctions.

Chapitre VI

Oscillateurs sinusoïdaux

L'A.O., associé à des résistances et des condensateurs se prête bien à la réalisation des oscillateurs sinusoïdaux fonctionnant aux fréquences basses.

Principe des oscillateurs

Structure générale

Un oscillateur est un système bouclé dans lequel le signal d'entrée est nul et que l'on place à la limite d'instabilité.
Il peut être représenté par le schéma-bloc de la figure VI-1. A est la transmittance de la chaîne directe et B la transmittance de la chaîne de retour. Dans beaucoup d'oscillateurs, la chaîne directe est un amplificateur tandis que la chaîne de retour est un filtre. Dans certains cas, la chaîne directe est un amplificateur sélectif et la chaîne de retour un diviseur résistif.

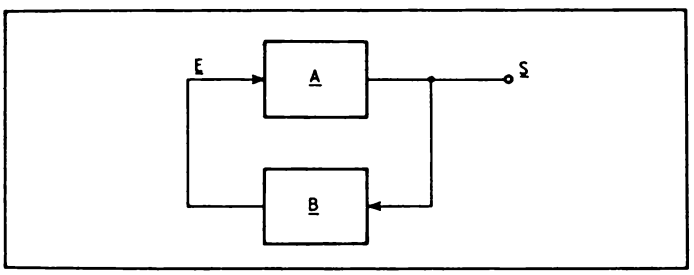


Figure VI-1 : Schéma-bloc d'un oscillateur sinusoïdal.

Condition d'oscillation

L'étude générale des systèmes bouclés montre que le montage donne en sortie un signal sinusoïdal à condition que la transmittance en boucle ouverte $L = A\,B$ soit égale à 1. On peut facilement interpréter ce résultat. En effet, on a pour le système bouclé :

$$E = B\,S \quad \text{et} \quad S = A\,E$$

Donc $$E = A\,B\,E$$

Soit : $$L = 1.$$

Cette relation complexe est équivalente à deux relations réelles :

$$\begin{cases} |L| = 1 \\ \arg L = 0 \end{cases}$$

En général, la relation de phase impose la fréquence d'oscillation et la relation de module donne la condition d'accrochage (condition qui exprime la possibilité d'existence des oscillations).

Pour étudier un oscillateur, il faut donc commencer par ouvrir la boucle et calculer la transmittance de la chaîne ouverte. Ensuite, on résoud l'équation $L = 1$ pour obtenir la fréquence des oscillations et la condition d'accrochage. En pratique lorsque l'on ouvre la boucle, il faut que les éléments fonctionnent dans les mêmes conditions que dans la boucle fermée : par exemple, si le filtre est chargé par la résistance d'entrée de l'amplificateur lors du fonctionnement en oscillateur, il faut, si l'on ouvre la boucle à la sortie du filtre, lui ajouter une résistance de charge égale à la résistance d'entrée débranchée.

Stabilité des oscillations

Il est impossible de maintenir rigoureusement la condition $|L| = 1$. Si $|L| < 1$, l'amplitude du signal de sortie diminue et l'oscillation s'éteint. Si $|L| > 1$, l'amplitude du signal augmente jusqu'à ce que l'amplificateur cesse de fonctionner en régime linéaire, ce qui produit une limitation de l'amplitude. Il y a alors distorsion par écrêtage, mais celle-ci est réduite du fait de la sélectivité du montage et le signal obtenu est quasi-sinusoïdal.
En résumé, la condition pratique d'oscillation est $|L| > 1$ pour la pulsation ω_0 ou $\arg L = 0$.

Démarrage des oscillations

Pour que l'oscillation démarre, il faut qu'il y ait une certaine tension à l'entrée de l'amplificateur. Celle-ci existe toujours grâce au bruit thermodynamique. Cette faible tension est amplifiée par la chaîne directe (si $|L| > 1$) et appliquée de nouveau à l'entrée de l'amplificateur. L'amplitude du signal augmente jusqu'à la stabilisation décrite précédemment.

Oscillateur à pont de Wien

C'est le type d'oscillateur RC le plus répandu car il donne une tension sinusoïdale de bonne qualité avec une réalisation très simple.

Principe

Le schéma du montage est représenté à la figure VI-2. On a associé un amplificateur sans inversion et le réseau de Wien de la figure VI-3.
La transmittance de l'amplificateur s'exprime par :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

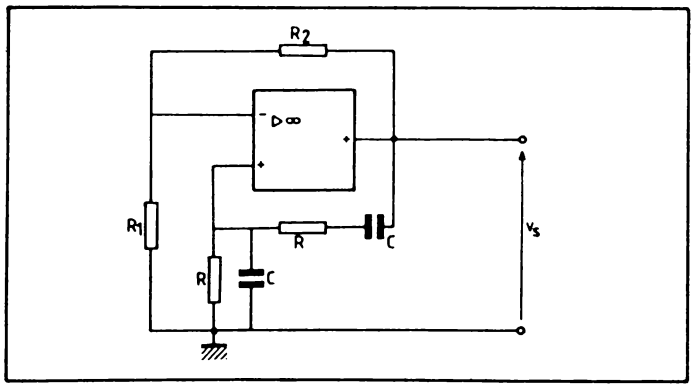


Figure VI-2 : Oscillateur à pont de Wien.

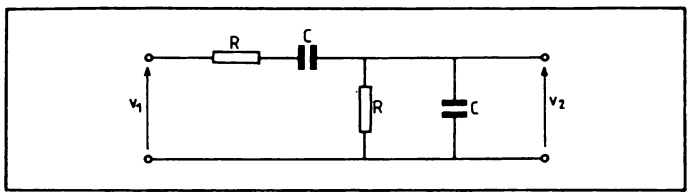


Figure VI-3 : Réseau de Wien.

La transmittance du réseau de Wien est :

$$B = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)\left(\frac{1}{R} + jC\omega\right)} = \frac{1}{3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)}.$$

La transmittance en boucle ouverte L est le produit des fonctions A et B puisque l'amplificateur de tension est idéal et qu'il n'y a donc pas d'impédance à restituer :

$$L = A\,B$$

$$L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)}.$$

La condition $L = 1$ impose d'abord que L soit réel, donc :

$$RC\omega - \frac{1}{RC\omega} = 0.$$

Soit :

$$\omega = \frac{1}{RC}.$$

On a ensuite :

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{3} = 1.$$

Donc :

$$R_2 = 2\,R_1.$$

En conclusion, pour réaliser un oscillateur à pont de Wien, il faut que les résistances vérifient la condition $R_2 = 2R_1$ et on obtient alors des oscillations de fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\,RC}.$$

En pratique, comme il faut assurer le démarrage des oscillations et qu'il est impossible de maintenir rigoureusement la condition $R_2 = 2R_1$, on se place un peu au-delà de la limite, c'est-à-dire que l'on prend $R_2 > 2R_1$. Cependant, comme le signal risque d'être trop distordu et que son amplitude dépend des tensions de saturation de l'A.O., on ajoute en général des composants permettant une stabilisation d'amplitude.

Stabilisation d'amplitude

Plusieurs solutions sont possibles. On peut tout d'abord procéder simplement par écrêtage (figure VI-4), la sélectivité du filtre permettant d'avoir cependant un signal sensiblement sinusoïdal. Cette solution donne une tension relativement distordue.

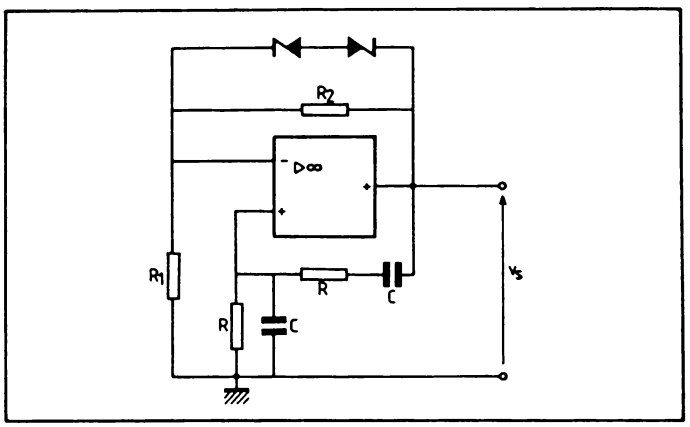


Figure VI-4 : Limitation d'amplitude par écrêtage.

Une deuxième possibilité est de modifier une résistance de l'amplificateur quand l'amplitude augmente afin de diminuer le gain du montage et de ramener la tension à son niveau de stabilisation. On utilise pour cela des éléments dont la résistance varie avec la température : thermistance CTN (coefficient de température négatif) dans le montage de la figure VI-5 ou une lampe à incandescence dans le montage de la figure VI-6. Suivant le sens de variation de la résistance, l'élément non linéaire remplace soit R_1 soit R_2. Comme il faut que l'inertie thermique du composant soit suffi-

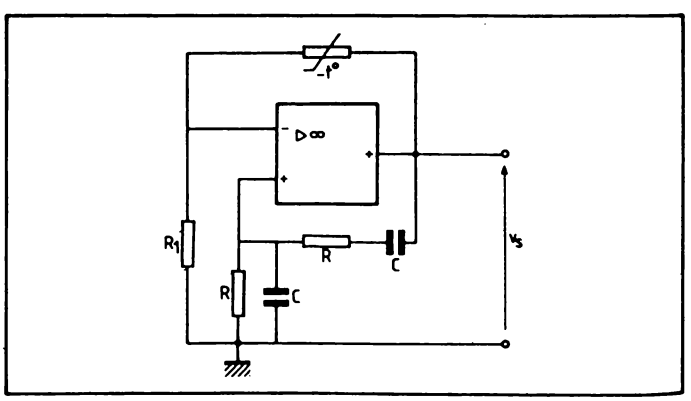


Figure VI-5 : Limitation d'amplitude par thermistance CTN.

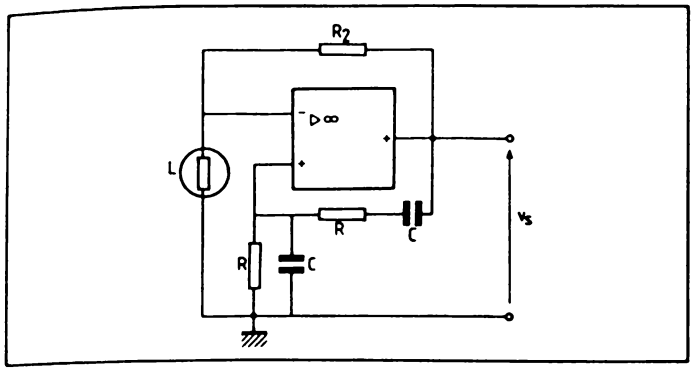


Figure VI-6 : Limitation d'amplitude par lampe à incandescence.

sante, ce mode de limitation ne s'applique pas aux très basses fréquences.
Une troisième possibilité est la commande automatique de gain (figure VI-7). On détecte l'amplitude de la tension de sortie par la diode D associée au condensateur C′ et on commande en conséquence la conduction du transistor à effet de champ T fonctionnant en résistance variable, ce qui permet de régler le gain du montage afin de stabiliser l'amplitude de la tension de sortie.

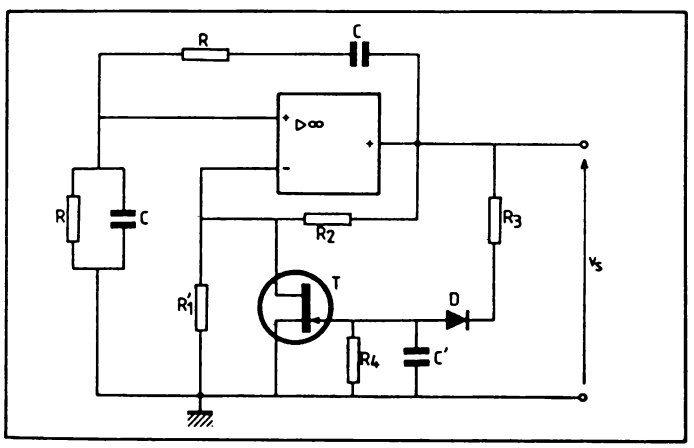


Figure VI-7 : Régulation d'amplitude.

Exemples de réalisations

La figure VI-8 représente un oscillateur stabilisé par lampe à incandescence dont la fréquence est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times 220 \cdot 10^3 \times 10^{-8}} = 72 \text{ Hz.}$$

La figure VI-9 donne le schéma d'un oscillateur avec régulation d'amplitude par commande automatique de gain. La fréquence des oscillations est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \times 330 \cdot 10^3 \times 68 \cdot 10^{-9}} = 7{,}1 \text{ Hz.}$$

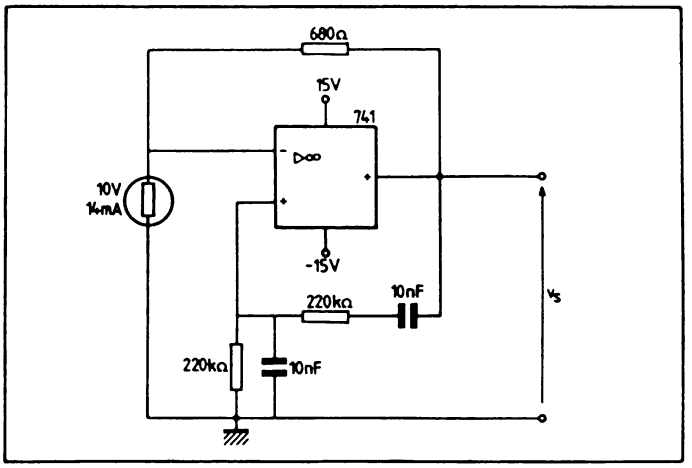


Figure VI-8 : Exemple de réalisation d'oscillateur à pont de Wien stabilisé par lampe à incandescence.

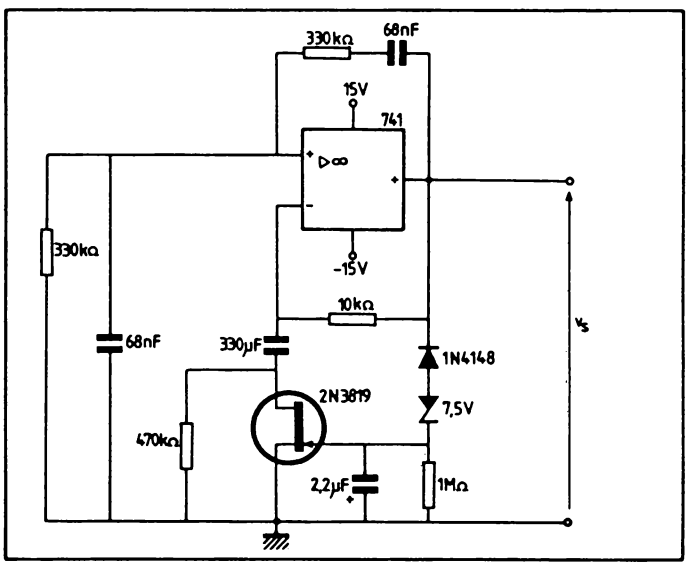


Figure VI-9 : Exemple de réalisation d'oscillateur à pont de Wien avec régulation d'amplitude.

Oscillateur à déphasage

Principe

On associe un amplificateur avec inversion à un réseau de trois cellules RC par l'intermédiaire d'un suiveur de tension qui évite que le filtre ne soit chargé par la résistance d'entrée de l'amplificateur (figure VI-10).
L'amplificateur a pour transmittance :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Pour calculer la transmittance du filtre, on commence par exprimer les impédances vues à chaque niveau (figure VI-11) :

$$Z_1 = R + \frac{1}{jC\omega} = R + Z$$

en posant : $Z = \frac{1}{jC\omega}$

$$Z_2 = \frac{(R + Z)\,Z}{R + 2Z} = \frac{RZ + Z^2}{R + 2Z}$$

$$Z_3 = R + \frac{RZ + Z^2}{R + 2Z} = \frac{Z^2 + R^2 + 3RZ}{R + 2Z}$$

$$Z_4 = \frac{\dfrac{Z^2 + R^2 + 3RZ}{R + 2Z} \cdot Z}{\dfrac{Z^2 + R^2 + 3RZ}{R + 2Z} + Z} = \frac{Z^3 + R^2 Z + 3RZ^2}{3Z^2 + R^2 + 4RZ}$$

$$Z_5 = \frac{Z^3 + R^2 Z + 3RZ^2}{3Z^2 + R^2 + 4RZ} + R$$

$$= \frac{Z^3 + R^3 + 6RZ^2 + 5R^2 Z}{3Z^2 + R^2 + 4RZ}.$$

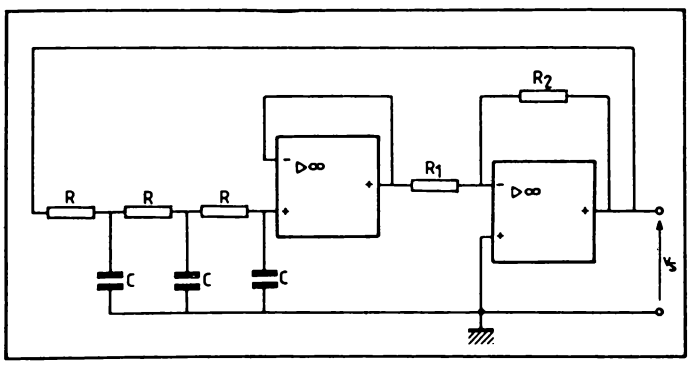


Figure VI-10 : Oscillateur à déphasage.

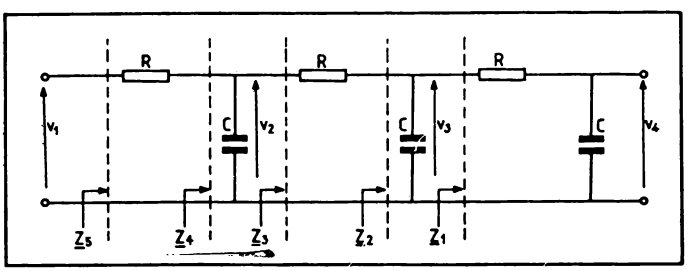


Figure VI-11 : Réseau à déphasage.

On peut ensuite calculer les tensions successives de l'entrée vers la sortie :

$$V_2 = \frac{(Z^3 + R^2 Z + 3RZ^2)\,(3Z^2 + R^2 + 4RZ)}{(3Z^2 + R^2 + 4RZ)\,(Z^3 + R^3 + 6RZ^2 + 5R^2 Z)}\,V_1$$

$$V_3 = \frac{RZ + Z^2}{Z^2 + R^2 + 3RZ}\,V_2$$

$$V_4 = \frac{Z}{R + Z}\,V_3.$$

Soit :

$$V_4 = \frac{Z}{R + Z}\,\frac{RZ + Z^2}{Z^2 + R^2 + 3RZ}\,\frac{Z^3 + R^2 Z + 3RZ^2}{Z^3 + R^3 + 6RZ^2 + 5R^2 Z}\,V_1$$

On en déduit la transmittance du filtre :

$$B = \frac{V_4}{V_1} = \frac{Z^3}{Z^3 + R^3 + 6RZ^2 + 5R^2 Z}.$$

Soit, en remplaçant Z :

$$B = \frac{1}{(jRC\omega)^3 + 5\,(jRC\omega)^2 + 6\,jRC\omega + 1}.$$

La transmittance en boucle ouverte est alors :

$$L = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{-j(RC\omega)^3 - 5\,(RC\omega)^2 + 6\,jRC\omega + 1}.$$

Cette fonction est réelle si :

$$6\,RC\omega - (RC\omega)^3 = 0.$$

Soit pour la pulsation :

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}.$$

On a alors :

$$L = \frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{29}.$$

Pour avoir $L = 1$, il faut donc assurer la condition :

$$R_2 = 29\,R_1.$$

Pour les mêmes raisons que précédemment, on prendra en pratique :

$$R_2 > 29\,R_1.$$

On remarque que dans ce montage, on doit utiliser un amplificateur avec inversion car lorsque la transmittance du filtre est réelle, elle est négative.

Simplification du schéma

On peut omettre l'étage adaptateur à condition que R_1 soit très élevée devant l'impédance de sortie du filtre. On obtient alors le montage de la figure VI-12. Si on ne choisit pas pour R_1 une valeur très élevée, il faut reprendre le calcul de la transmittance du réseau déphaseur en considérant qu'il est chargé par la résistance d'entrée R_1 de l'amplificateur.

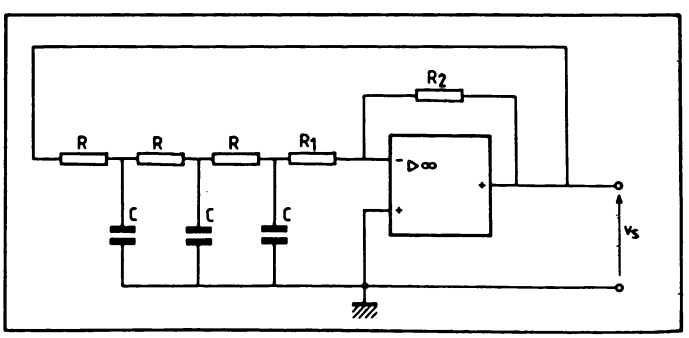


Figure VI-12 : Oscillateur à déphasage sans étage adaptateur.

Stabilisation d'amplitude

On peut utiliser un simple écrêtage par diodes Zener comme dans le schéma de la figure VI-13, mais le signal sera distordu du fait que la sortie se fait au niveau de

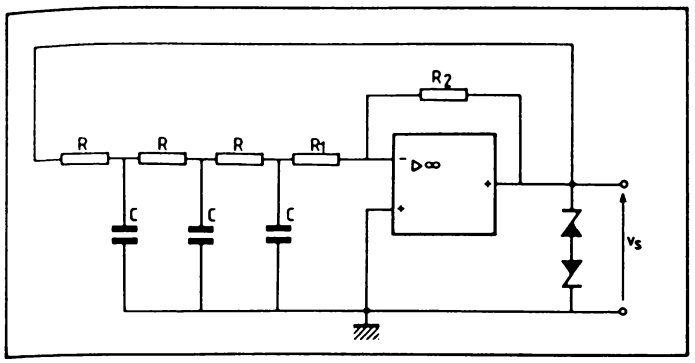


Figure VI-13 : Écrêtage par diodes Zener.

l'écrêtage, avant le filtre. Pour améliorer la forme du signal et résoudre en même temps les problèmes d'adaptation d'impédance en utilisant un amplificateur sans inversion, on peut employer le schéma de la figure VI-14. On sépare la fonction d'amplification et la fonction d'inversion de signe et d'écrêtage. La sortie se faisant après le filtre, le taux de distorsion est plus faible.

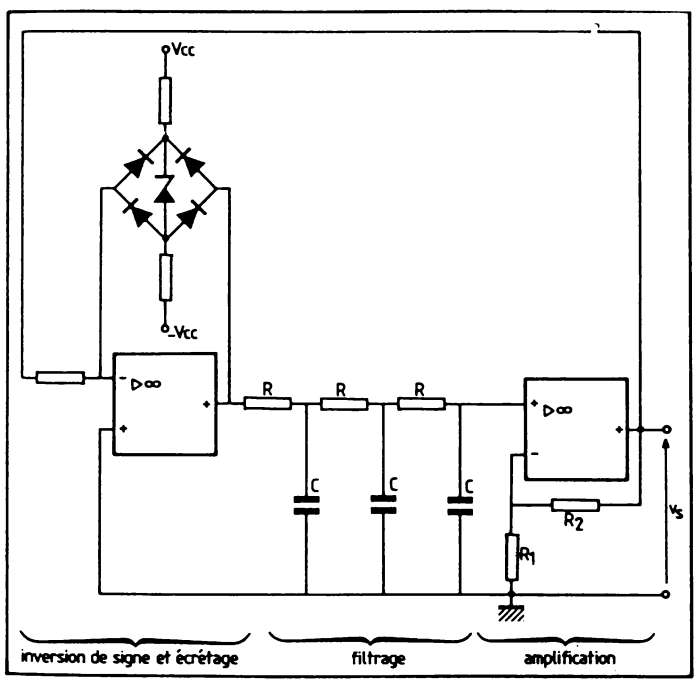


Figure VI-14 : Séparation des fonctions d'amplification et d'écrêtage.

Oscillateurs polyphasés

En utilisant plusieurs filtres identiques rebouclés sur eux-mêmes, on peut obtenir plusieurs tensions régulièrement déphasées.

Oscillateur à quadrature (oscillateur sinus-cosinus)

On obtient deux tensions sinusoïdales en quadrature en associant un intégrateur non inverseur et un intégrateur inverseur (figure VI-15).

$$L = \left(-\frac{1}{jRC\omega}\right)\left(\frac{1}{jRC\omega}\right) = \frac{1}{(RC\omega)^2}$$

$\arg L = 0 \qquad \forall\, \omega \in \mathbb{R}$

$$|L| = 1 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Dans ce cas exceptionnel, c'est la condition de module qui détermine la fréquence d'oscillation.

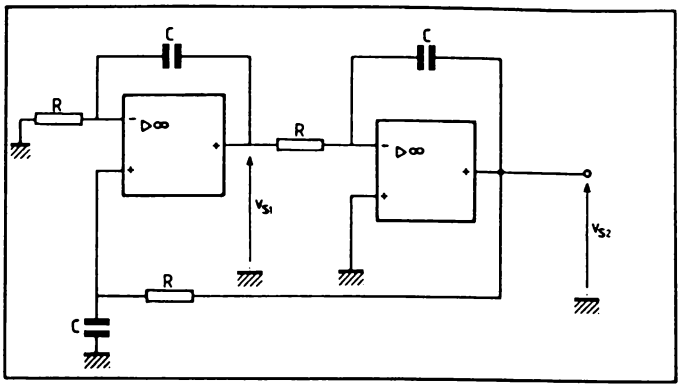


Figure VI-15 : Oscillateur à quadrature.

On peut aussi utiliser deux intégrateurs inverseurs et un amplificateur avec inversion (figure VI-16).

$$L = \left(-\frac{1}{jRC\omega}\right)^2\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{R_2}{R_1}\frac{1}{(RC\omega)^2}$$

$\arg L = 0 \qquad \forall\, \omega \in \mathbb{R}$

$$|L| = 1 \Rightarrow \omega_0 = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{RC}.$$

Chaque intégrateur apportant un déphasage de $\frac{\pi}{2}$, on a :

$$\begin{cases} v_{s1} = A \sin \omega_0 t \\ v_{s2} = A \cos \omega_0 t \end{cases}$$

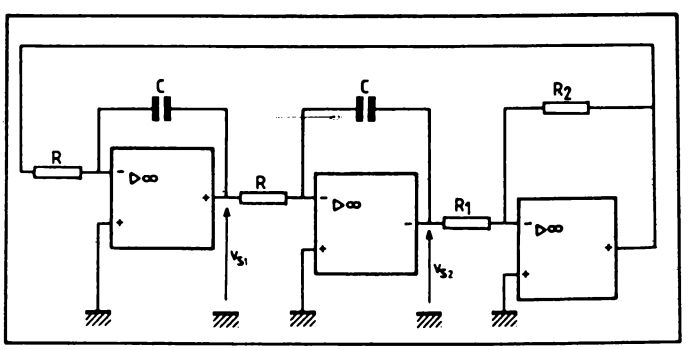


Figure VI-16 : Oscillateur à quadrature utilisant deux intégrateurs inverseurs.

Exemple de réalisation

La figure VI-17 donne le schéma d'un oscillateur à quadrature avec stabilisation par diodes Zener.

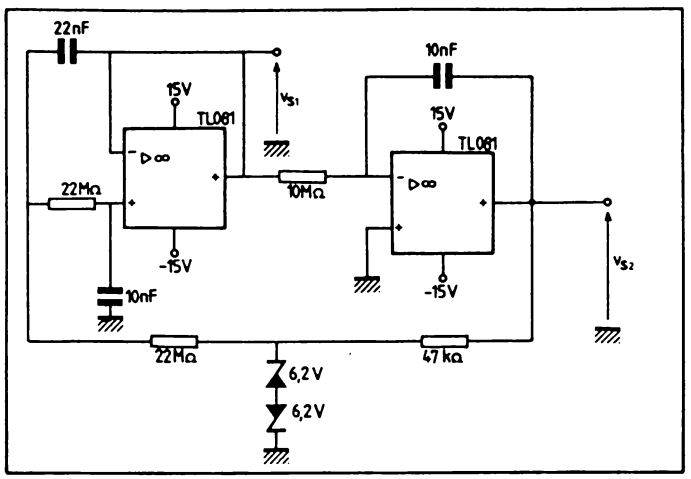


Figure VI-17 : Exemple de réalisation d'oscillateur à quadrature.

Oscillateur triphasé

Le montage de la figure VI-18 permet d'obtenir trois tensions sinusoïdales de même fréquence, de même amplitude et déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{3}$ (système triphasé équilibré).

$$L = \left(- \frac{\frac{R_2}{1 + j R_2 C\omega}}{R_1} \right)^3 = - \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j R_2 C\omega} \right)^3$$

$$\arg L = 0 \Rightarrow \arctan R_2 C\omega = \frac{\pi}{3}$$

$$\Rightarrow R_2 C\omega = \sqrt{3}$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{R_2 C}$$

$$|L| = 1 \quad \Rightarrow R_2 = 2\, R_1.$$

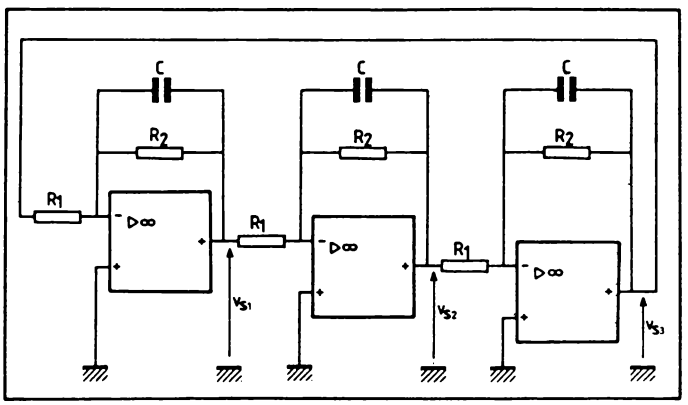


Figure VI-18 : Oscillateur triphasé.

Chapitre VII

Filtres actifs

Les filtres n'utilisant que des éléments passifs présentent de gros inconvénients aux fréquences basses. Les circuits LC obligent à utiliser des bobines lourdes et encombrantes et les circuits RC apportent une atténuation importante des signaux. L'utilisation d'éléments actifs permet de compenser cet affaiblissement. L'A.O. associé à des résistances et des condensateurs forme des filtres actifs simples et peu coûteux. Dans ce chapitre, nous ne ferons qu'aborder ce vaste sujet en étudiant quelques structures de filtres.

Filtres de Sallen-Key

Structure générale

Le schéma de cette structure apparaît à la figure VII-1. Les dipôles D_1, D_2, D_3 et D_4 sont soit des résistances, soit des condensateurs suivant la nature du filtre. Pour calculer la transmittance du circuit, on caractérise chaque dipôle D_k par son admittance complexe y_k.

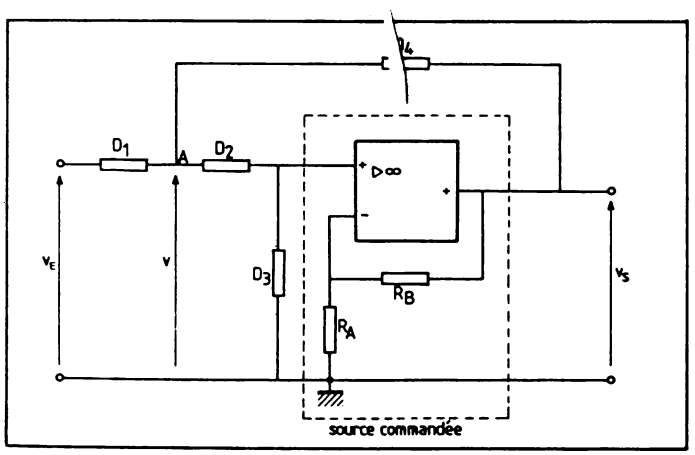


Figure VII-1 : Structure de Sallen-Key.

L'A.O. et les résistances R_A et R_B forment une source commandée de tension qui peut être représentée par le modèle de la figure VII-2 avec :

$$k = 1 + \frac{R_B}{R_A}.$$

La tension sur l'entrée de la source commandée est fournie par un diviseur de tension :

$$\frac{V_s}{k} = \frac{y_2}{y_2 + y_3} V.$$

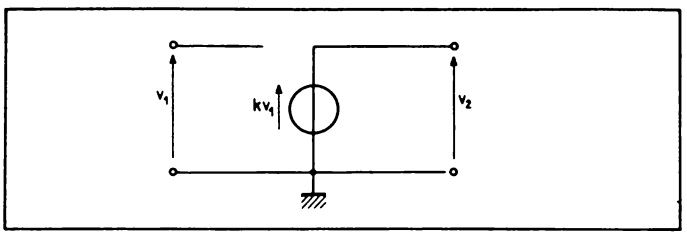


Figure VII-2 : Modèle de la source commandée.

La loi des nœuds au point A donne :

$$y_1 (V_E - V) + y_2 \left(\frac{V_s}{k} - V\right) + y_4 (V_s - V) = 0$$

L'élimination de V entre ces deux équations donne la transmittance du filtre :

$$T = \frac{k\, y_1 y_2}{y_1 y_2 + y_1 y_3 + y_2 y_3 + y_3 y_4 + (1 - k)\, y_2 y_4}$$

Fitre passe-bas

Le schéma du montage est indiqué à la figure VII-3.

Les admittances des dipôles sont :

$$y_1 = \frac{1}{R_1} \qquad y_2 = \frac{1}{R_2}$$
$$y_3 = jC_3\omega \qquad y_4 = jC_4\omega.$$

On en déduit l'expression de la transmittance :

$$T = \frac{k}{1 + [R_2C_3 + R_1C_3 + (1-k)\, R_1C_4]\, j\omega - R_1R_2C_3C_4\omega^2}$$

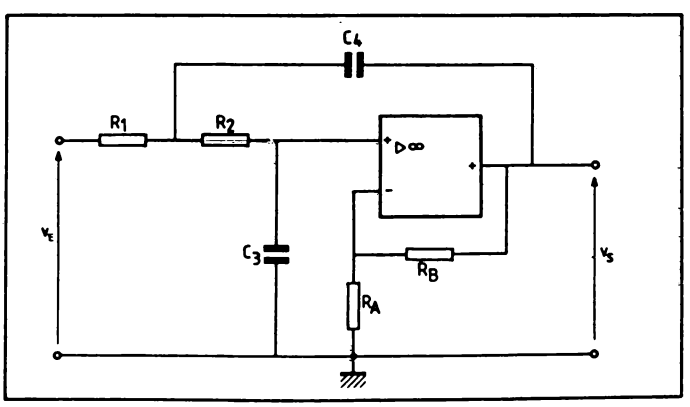


Figure VII-3 : Filtre passe-bas.

La forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-bas est :

$$T = \frac{T_0}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

ω_0 est la pulsation propre,
m est le coefficient d'amortissement réduit,
T_0 est la transmittance statique.

On constate que le montage étudié est bien un filtre passe-bas du deuxième ordre et on obtient par identification :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_3C_4}}$$

$$m = \frac{1}{2}\left[\sqrt{\frac{R_2C_3}{R_1C_4}} + \sqrt{\frac{R_1C_3}{R_2C_4}} + (1-k)\sqrt{\frac{R_1C_4}{R_2C_3}}\right]$$

$$T_0 = k$$

Exemple de réalisation

On désire obtenir un filtre passe-bas du deuxième ordre ayant les caractéristiques suivantes :

$$\begin{cases} f_0 = 1\ \text{kHz} \\ m = \dfrac{\sqrt{2}}{2} \\ T_0 = 1. \end{cases}$$

T_0 impose la valeur de k. La source commandée est ici un suiveur de tension.
Comme on n'a que deux conditions pour quatre inconnues, on peut fixer arbitrairement deux paramètres. Prenons pour simplifier $R_1 = R_2 = R$. Dans ces conditions, les expressions de ω_0 et de m deviennent :

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_3C_4}}$$

$$m = \sqrt{\frac{C_3}{C_4}}$$

On choisit ensuite $C_4 = 10$ nF et on calcule :

$$C_3 = m^2C_4$$

$$C_3 = \frac{1}{2}10 = 5\ \text{nF}.$$

On choisit la valeur normalisée la plus proche : $C_3 = 4{,}7$ nF. Il reste enfin à calculer R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_0\sqrt{C_3C_4}}$$

$$R = \frac{1}{2\pi \times 10^3\sqrt{10^{-8} \times 4{,}7\cdot10^{-9}}} = 2{,}3\cdot10^4\ \Omega$$

On prend la valeur normalisée $R = 22\ \text{k}\Omega$.

Le schéma complet du montage est donné à la figure VII-4.

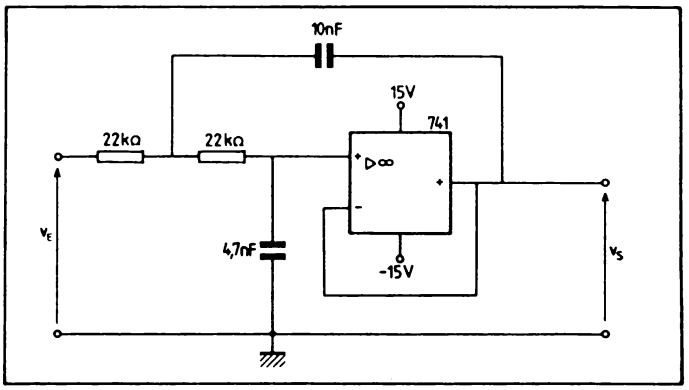


Figure VII-4 : Exemple de réalisation de filtre passe-bas.

Il faut remarquer que le résultat obtenu est imprécis du fait du nombre de composants qui interviennent sur les caractéristiques du filtre. Il est donc souhaitable d'utiliser des résistances et des condensateurs de précision si l'on veut des paramètres bien définis.

Filtre passe-haut

Le schéma du montage est donné à la figure VII-5.

Les admittances des dipôles sont :

$$y_1 = jC_1\omega \qquad y_2 = jC_2\omega$$

$$y_3 = \frac{1}{R_3} \qquad y_4 = \frac{1}{R_4}.$$

On en déduit la transmittance :

$$T = \frac{-k\,R_3R_4C_1C_2\omega^2}{-R_3R_4C_1C_2\omega^2 + [R_4C_1 + R_4C_2 + (1-k)\,R_3C_2]\,j\omega + 1}$$

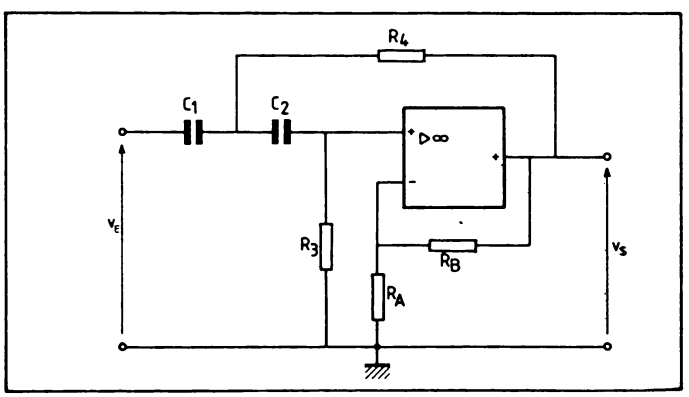


Figure VII-5 : Filtre passe-haut.

Cette expression peut s'identifier avec la forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-haut :

$$T = \frac{T_0\left(-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

avec $$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

$$m = \frac{1}{2}\left[\sqrt{\frac{R_4C_1}{R_3C_2}} + \sqrt{\frac{R_4C_2}{R_3C_1}} + (1-k)\sqrt{\frac{R_3C_2}{R_4C_1}}\right]$$

$$T_0 = k$$

Filtre passe-bande

On ne peut pas obtenir un filtre passe-bande en utilisant un seul élément par dipôle, mais une solution consiste à associer une résistance et un condensateur en parallèle pour former l'un des dipôles (figure VII-6).

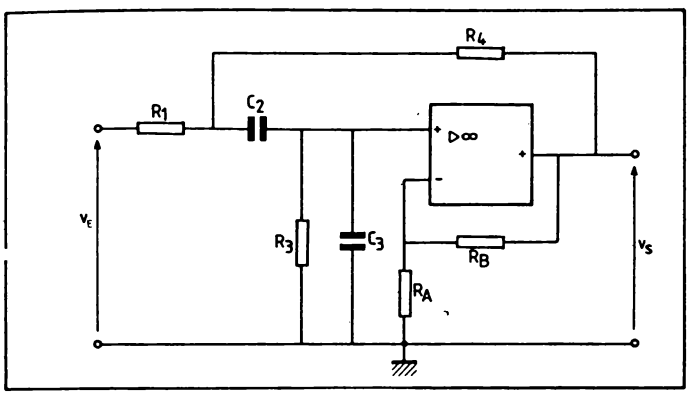


Figure VII-6 : Filtre passe-bande.

La transmittance s'écrit :

$$T = \frac{k\dfrac{R_3R_4}{R_1+R_4}\,j\,C_2\omega}{1 + \dfrac{R_3R_4C_3 + R_1R_4C_2 + R_1R_3C_3}{R_1+R_4} - \dfrac{R_1R_3R_4}{R_1+R_4}C_1C_3\omega^2}.$$

Cette expression peut s'identifier à la forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-bande :

$$T = \frac{T_0\,2\,jm\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2\,jm\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}.$$

Filtres de Rauch

Structure générale

Le schéma est donné à la figure VII-7. Les dipôles D_1, D_2, D_3, D_4 et D_5 sont soit des résistances, soit des condensateurs suivant la nature du filtre. Pour le calcul de la transmittance du circuit, on caractérise chaque dipôle D_k par son admittance complexe y_k.

On écrit la loi des nœuds aux points A et B :

$$\begin{cases} y_1(V_E - V) - y_2V - y_3V + y_4(V_s - V) = 0 \\ y_3V + y_5V_s = 0 \end{cases}$$

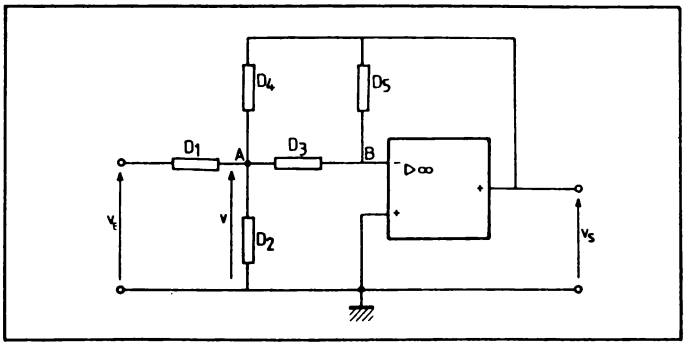


Figure VII-7 : Structure de Rauch.

L'élimination de V entre ces deux équations donne la transmittance du filtre :

$$T = -\frac{y_1y_3}{y_5(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + y_3y_4}.$$

Filtre passe-bas

Le schéma du montage apparaît à la figure VII-8.

Les admittances des dipôles sont :

$$y_1 = \frac{1}{R_1} \qquad y_2 = jC_2\omega \qquad y_3 = \frac{1}{R_3}$$

$$y_4 = \frac{1}{R_4} \qquad y_5 = jC_5\omega.$$

La transmittance s'écrit alors :

$$T = -\frac{\dfrac{R_4}{R_1}}{1 + j\left(\dfrac{R_3R_4}{R_1} + R_3 + R_4\right)C_5\omega - R_3R_4C_2C_5\omega^2}.$$

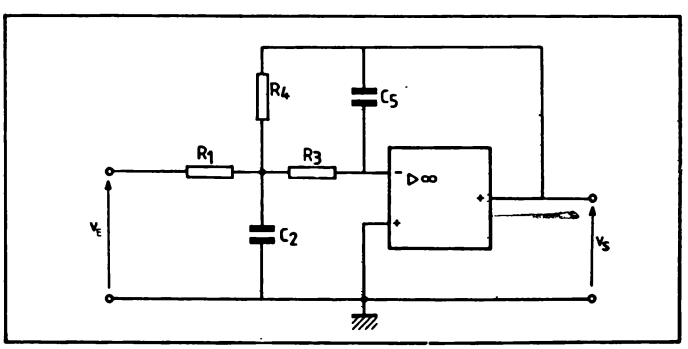


Figure VII-8 : Filtre passe-bas.

Elle s'identifie avec la forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-bas en posant :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}$$

$$m = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_5}{C_2}}\left(\frac{\sqrt{R_3R_4}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}}\right)$$

$$T_0 = -\frac{R_4}{R_1}.$$

Filtre passe-haut

Le schéma correspondant est donné à la figure VII-9.

Les admittances sont :

$$y_1 = jC_1\omega \qquad y_2 = \frac{1}{R_2} \qquad y_3 = jC_3\omega$$

$$y_4 = jC_4\omega \qquad y_5 = \frac{1}{R_5}.$$

On obtient ainsi la transmittance :

$$T = -\frac{-R_2R_5C_1C_3\omega^2}{1 + R_2(C_1 + C_3 + C_4)j\omega - R_2R_5C_3C_4\omega^2}.$$

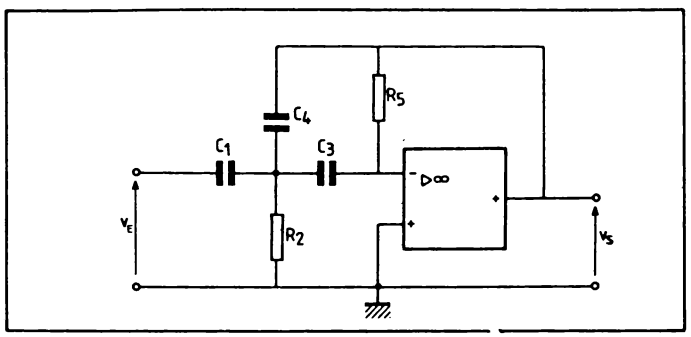


Figure VII-9 : Filtre passe-haut.

Cette expression s'identifie avec la forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-haut avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}$$

$$m = \frac{1}{2}(C_1 + C_3 + C_4)\sqrt{\frac{R_2}{R_5C_3C_4}}$$

$$T_0 = \frac{C_1}{C_4}.$$

Filtre passe-bande

Le schéma du montage est donné à la figure VII-10.

Les admittances sont :

$$y_1 = \frac{1}{R_1} \qquad y_2 = \frac{1}{R_2} \qquad y_3 = jC_3\omega$$

$$y_4 = jC_4\omega \qquad y_5 = \frac{1}{R_5}.$$

On en déduit la transmittance :

$$T = -\frac{\frac{R_2R_5C_3}{R_1 + R_2}j\omega}{1 + \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}(C_3 + C_4)j\omega - \frac{R_1R_2R_5}{R_1 + R_2}C_3C_4\omega^2}.$$

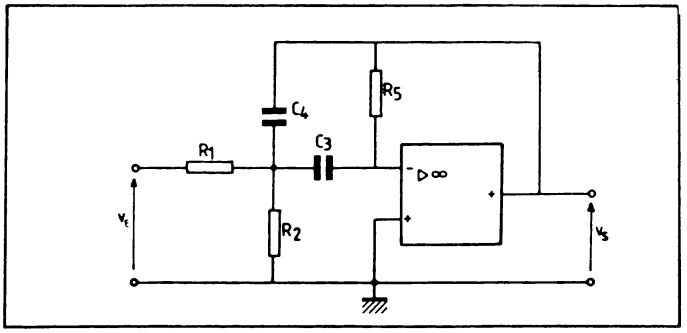


Figure VII-10 : Filtre passe-bande.

Cette expression s'identifie avec la forme normalisée de la fonction de transfert du deuxième ordre du type passe-bande, avec :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2R_5C_3C_4}}$$

$$m = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)R_5}}\left(\sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}}\right)$$

$$T_0 = -\frac{R_5}{R_1}\frac{C_3}{C_3 + C_4}$$

Le coefficient de qualité du circuit est :

$$Q = \frac{1}{2m}$$

Exemple de réalisation

On veut un filtre passe-bande du deuxième ordre ayant les performances suivantes :

$$\begin{cases} f_0 = 2\,\text{kHz} \\ Q = 10 \\ T_0 = -5 \end{cases}$$

Choisissons pour commencer deux condensateurs identiques :

$$C_3 = C_4 = C = 100\,\text{nF}.$$

Pour calculer R_1, on remarque que :

$$m\,\omega_0T_0 = -\frac{1}{2R_1C}.$$

Donc :

$$R_1 = -\frac{Q}{2C\,\omega_0T_0}.$$

$$R_1 = -\frac{10}{2 \times 10^{-7} \times 2\pi \times 2\,000 \times (-5)} = 796\,\Omega$$

On prend comme valeur normalisée $R_1 = 820\,\Omega$.

T_0 impose alors la valeur de R_5 :

$$R_5 = -2\,T_0R_1$$

$$R_5 = -2 \times (-5) \times 820 = 8\,200\,\Omega \qquad \text{soit } 8{,}2\,\text{k}\Omega.$$

Enfin, on calcule R_2 dans l'expression de ω_0 :

$$R_2 = \frac{R_1}{R_1 R_5 C^2 \omega_0^2 - 1}$$

$$R_2 = \frac{820}{820 \times 8\,200 \times (10^{-7} \times 2\pi \times 2\,000)^2 - 1} = 85\ \Omega.$$

On prend la valeur normalisée $R_2 = 82\ \Omega$.

Le schéma du montage est donné à la figure VII-11. Du fait de l'incertitude sur la valeur des composants, un ajustage sera nécessaire pour obtenir les performances attendues.

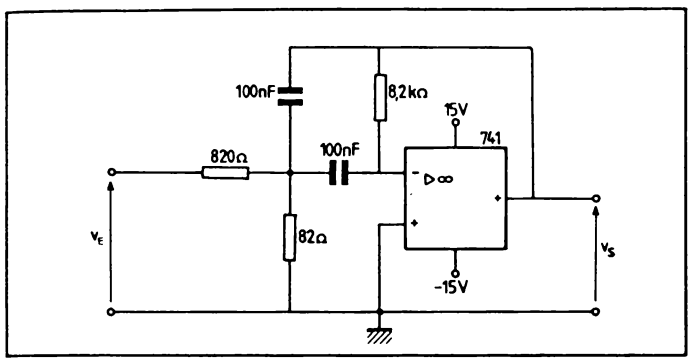


Figure VII-11 : Exemple de réalisation de filtre passe-bande.

Filtre coupe-bande

La structure de Rauch ne permet pas de réaliser directement de filtre coupe-bande, mais on peut obtenir un tel circuit à partir d'un filtre passe-bande (figure VII-12).

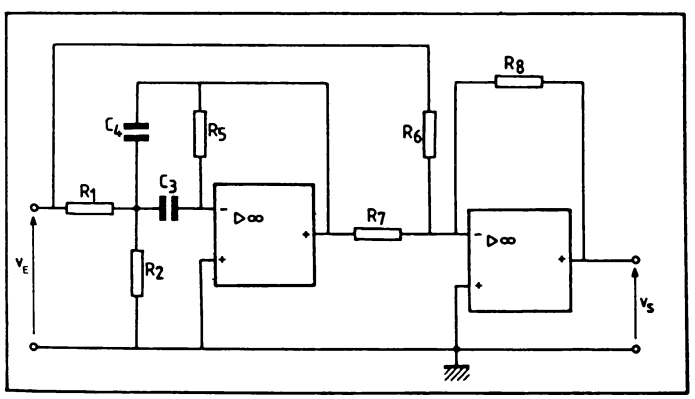


Figure VII-12 : Filtre coupe-bande.

En effet, la transmittance d'un circuit coupe-bande du deuxième ordre est :

$$T' = \frac{T_0\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{1 + 2\,\mathrm{j}m\,\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}.$$

C'est la somme d'une constante et d'une transmittance du type passe-bande. Il suffit donc d'utiliser un additionneur dont on a bien choisi les pondérations relatives aux deux entrées :

$$V_s = -\frac{R_8}{R_6} V_E - \frac{R_8}{R_7} T V_E$$

T étant la transmittance du filtre passe-bande.

$$V_s = -\frac{R_8}{R_6}\left(1 + \frac{T_0 R_6}{R_7} \frac{2\,\mathrm{j}m\,\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2\,\mathrm{j}m\,\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right) V_E$$

Si on choisit $R_7 = -T_0 R_6$, on obtient :

$$\frac{V_s}{V_E} = -\frac{R_8}{R_6} \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 + 2\,\mathrm{j}m\,\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}.$$

C'est bien la transmittance d'un filtre coupe-bande.

Filtre universel

Le montage représenté à la figure VII-13 est un filtre à trois sorties : passe-bas, passe-haut et passe-bande.

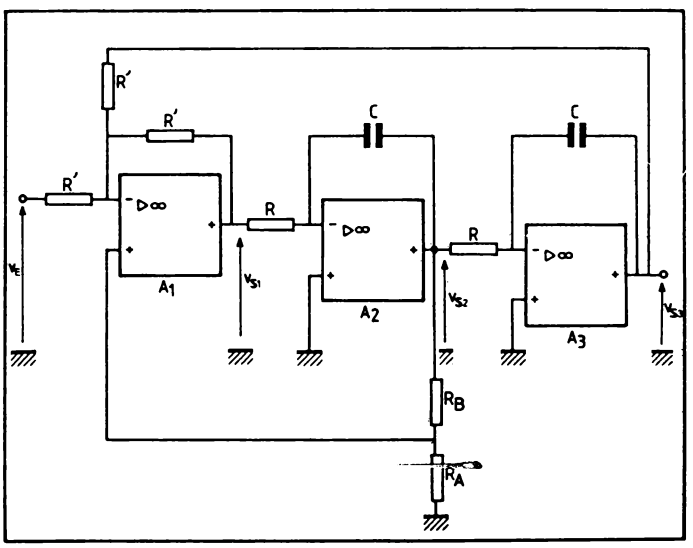


Figure VII-13 : Filtre universel.

L'A.O. A_1 forme un additionneur-soustracteur et les A.O. A_2 et A_3 sont montés en intégrateurs :

$$V_{s1} = 3\frac{R_A}{R_A + R_B} V_{s2} - V_E - V_{s3}$$

$$V_{s2} = -\frac{1}{\mathrm{j}RC\omega} V_{s1}$$

$$V_{s3} = -\frac{1}{\mathrm{j}RC\omega} V_{s2}$$

On déduit de ces trois relations les transmittances relatives à chaque sortie :

$$T_1 = \frac{V_{s1}}{V_E} = -\frac{(jRC\omega)^2}{1 + 3\frac{R_A}{R_A + R_B} jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

$$T_2 = \frac{V_{s2}}{V_E} = \frac{jRC\omega}{1 + 3\frac{R_A}{R_A + R_B} jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

$$T_3 = \frac{V_{s3}}{V_E} = -\frac{1}{1 + 3\frac{R_A}{R_A + R_B} jRC\omega + (jRC\omega)^2}.$$

Par comparaison avec les formes normalisées, on constate que la sortie 1 est passe-haut, la sortie 2 passe-bande et la sortie 3 passe-bas. Les paramètres de ces fonctions sont :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$m = \frac{3}{2}\frac{R_A}{R_A + R_B}.$$

$T_{01} = T_{03} = -1$ pour les sorties passe-haut et passe-bas,

$T_{02} = \frac{1}{2m} = Q$ pour la sortie passe-bande.

Des structures de ce type sont à la base des circuits intégrés filtres universels.

LM741/LM741A/LM741C/LM741E

National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

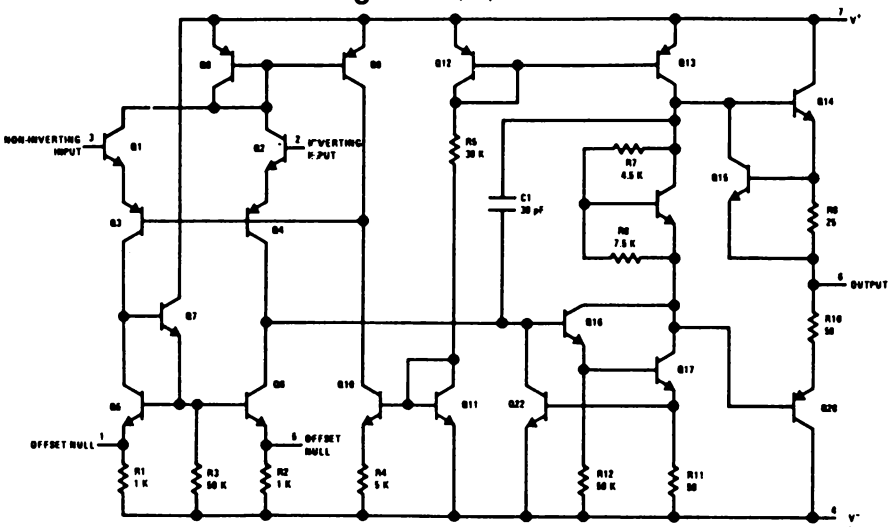
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

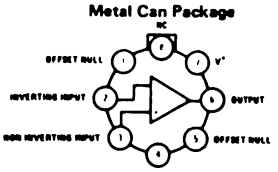
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of −55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)



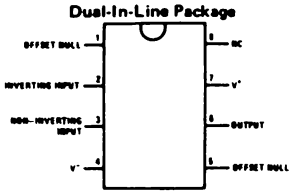
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to case.

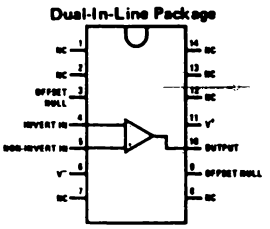
Order Number LM741H, LM741AH, LM741CH or LM741EH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN
See NS Package N08B
Order Number LM741CJ
See NS Package J08A

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN-14
See NS Package N14A
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14 or LM741CJ-14
See NS Package J14A

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	−55°C to +125°C	0°C to +70°C	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 50\Omega$			4.0							mV
	$R_S \leq 10\ k\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							µV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	µA
Input Resistance	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25°C$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $R_L \geq 2\ k\Omega$										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				50	200		20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\ k\Omega$,										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	32									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				25			15			V/mV
	$V_S = \pm 5V$, $V_O = \pm 2V$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25°C$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} < T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 50\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								dB

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$										
	$R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$				77	96		77	96		dB
Transient Response	$T_A = 25°C$, Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25°C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25°C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/μs
Supply Current	$T_A = 25°C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25°C$										
	$V_S = \pm 20V$		80	150							mW
	$V_S = \pm 15V$					50	85		50	85	mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$			150							mW
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15V$										
	$T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is 150°C, while that of the LM741C/LM741E is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55°C \leq T_A \leq +125°C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0°C \leq T_A \leq +70°C$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(μs).

PRODUCT SPECIFICATIONS — LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

RAYTHEON

Single-Supply Quad Operational Amplifiers

124 224 324 2902

Features

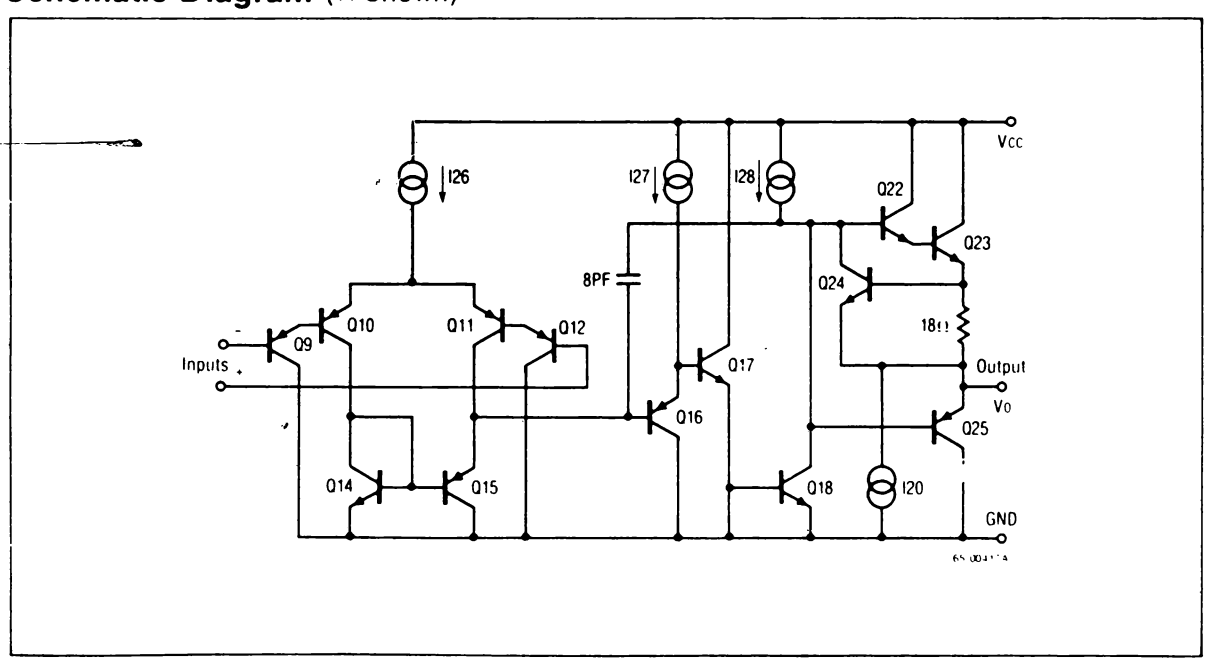
- Large DC Voltage Gain 100dB
- Compatible with All Forms of Logic
- Temperature Compensated
- Wide Bandwidth at Unity Gain Frequency 1MHz
- Large Output Voltage Swing: 0 V_{DC} to V^+ -1.5V_{DC}
- Input Common Mode Voltage Range Includes Ground

Description

Each of the devices in this series consists of four independent, high-gain, operational amplifiers that are designed for single-supply operation. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

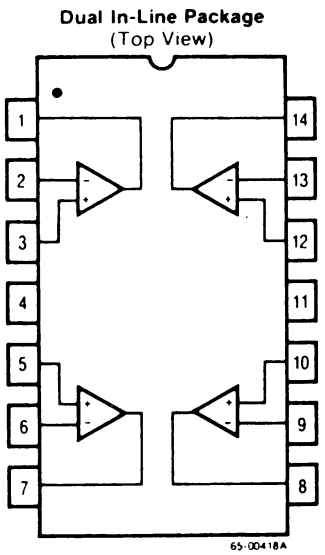
Used with a dual supply, the circuit will operate over a wide range of supply voltages. However, a large amount of crossover distortion may occur with loads to ground. An external current-sinking resistor to -Vcc will reduce crossover distortion. There is no crossover distortion problem in single supply operation if the load is direct-coupled to ground.

Schematic Diagram (¼ Shown)



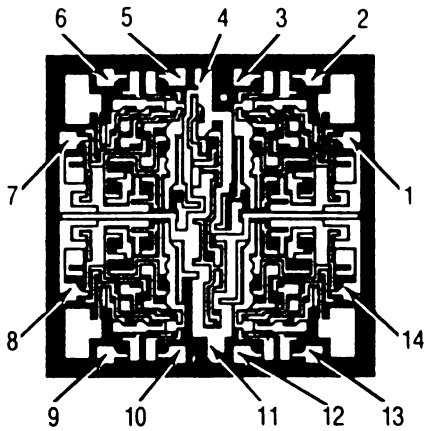
124 224 324 2902 — Single-Supply Quad Operational Amplifiers

Connection Information



Pin	Function
1	Output 1
2	-Input 1
3	+Input 1
4	V+
5	+Input 2
6	-Input 2
7	Output 2
8	Output 3
9	-Input 3
10	+Input 3
11	Ground
12	+Input 4
13	-Input 4
14	Output 4

Mask Pattern



Die Size: 74 x 75 mils
Min. Pad Dimensions: 4 x 4 mils

Thermal Characteristics

	14-Lead Micro-pak Plastic DIP	14-Lead Plastic DIP	14-Lead Ceramic DIP
Max. Junction Temp.	125°C	125°C	175°C
Max. P_D T_A < 50°C	300mW	468mW	1042mW
Therm. Res. θ_{JC}	—	—	60°C/W
Therm. Res. θ_{JA}	200°C/W	160°C/W	120°C/W
For T_A > 50°C Derate at	5.0mW per °C	6.25mW per °C	8.38mW per °C

Ordering Information

Part Number	Package	Operating Temperature Range
LM124J	Ceramic	-55°C to +125°C
LM124J/883B	Ceramic	-55°C to +125°C
LM224J	Ceramic	-25°C to +85°C
LM224N	Plastic	-25°C to +85°C
LM324J	Ceramic	0°C to +70°C
LM324M	Micro Plastic	0°C to +70°C
LM324N	Plastic	0°C to +70°C
LM2902N	Plastic	-40°C to +85°C

Absolute Maximum Ratings

	LM124/224/324	LM2902
Supply Voltage, V+	32VDC or ±16VDC	26VDC or ±13VDC
Differential Input Voltage	32VDC	26VDC
Input Voltage	-0.3VDC to +32VDC	-0.3VDC to +32VDC
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) V+ ≤ 15VDC and T_A = 25°C[1]	Continuous	Continuous
Input Current (V_{IN} < -0.3V_{OL})[2]	50mA	
Operating Temperature Range		-40°C to +85°C
LM324	0°C to +70°C	
LM224	-25°C to +85°C	
LM124	-55°C to +125°C	

Single-Supply
Quad Operational Amplifiers 124 224 324 2902

DC Electrical Characteristics (V^+ = +5.0V[3])

Parameter	Conditions	LM124/224			LM324			LM2902			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage[4]	T_A = 25°C		±2.0	±5.0		±2.0	±7.0		±2.0	±7.0	mV
Input Bias Current[5]	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, T_A = 25°C		45	150		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, T_A = 25°C		±3.0	±30		±5.0	±50		±5.0	±50	nA
Input Common-Mode Voltage Range[6]	V^+ = +30V, T_A = 25°C	0		V^+-1.5	0		V^+-1.5	0		V^+-1.5	V
Supply Current	$R_L = \infty$, V_{CC} = 30V, (LM2902 V_{CC} = 26V)		1.5	3.0		1.5	3.0		15	3.0	mA
	$R_L = \infty$ On All Op Amps		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	mA
	Over Full Temperature Range, T_A = 25°C									3.0	mA
Large Signal Voltage Gain	V^+ = 15V (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2.0k\Omega$, T_A = 25°C	50	100		25	100			100		V/mV
Output Voltage Swing	R_L = 2.0kΩ, T_A = 25°C (LM2902 $R_L \geq 10k\Omega$)	0		V^+-1.5	0		V^+-1.5	0		V^+-1.5	V
Common-Mode Rejection Ratio	T_A = 25°C	70	85		65	70		50	70		dB
Power Supply Rejection Ratio	T_A = 25°C	65	100		65	100		50	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling[7]	f = 1.0kHz to 20kHz T_A = 25°C (Input Referred)		-120			-120			-120		dB
Output Current Source	V_{IN}^+ = 1.0V, $V_{IN}-$ = 0V, V^+ = 15V, T_A = 25°C	20	40		20	40		20	40		mA
Sink	$V_{IN}-$ = 1.0V, V_{IN}^+ = 0V V^+ = 15V, T_A = 25°C	10	20		10	20		10	20		mA
	$V_{IN}-$ = 1.0V, V_{IN}^+ = 0V T_A = 25°C, V_O = 200mV	12	50		12	50					µA
Short Circuit to Ground[1]	T_A = 25°C		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage[4]				±7.0			±9.0			±10	mV
Input Offset Voltage Drift	Rs = 0Ω		7.0			7.0			7.0		µV/°C
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$			±100			±150		45	±200	nA
Input Offset Current Drift			10			10			10		PA/°C
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		40	300		40	500		40	500	nA
Input Common-Mode Voltage Range[6]	V^+ = 30V	0		V^+-2.0	0		V^+-2.0	0		V^+-2.0	V
Large Signal Voltage Gain	V^+ = +15V (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2.0k\Omega$	25			15			15			V/mV

124 224 324 2902 — Single-Supply Quad Operational Amplifiers

DC Electrical Characteristics (Cont'd) (V^+ = +5.0V[3])

Parameter	Conditions	LM124/224			LM324			LM2902			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing V_{OH}	V^+ = +30V, R_L = 2.0kΩ	26			26			22			V
V_{OH}	$R_L \geq$ 10kΩ	27	28		27	28		23	24		V
V_{OL}	V^+ = 5.0V, $R_L \leq$ 10kΩ		5.0	20		5.0	20		5.0	100	mV
Output Current Source	V_{IN}^+ = +1.0V, $V_{IN}-$ = 0V, V^+ = 15V	10	20		10	20		10	20		mA
Sink	$V_{IN}-$ = +1.0V, V_{IN}^+ = 0V, V^+ = 15V	5.0	8.0		5.0	8.0		5.0	8.0		mA
Differential Input[6] Voltage				V^+			V^+			V^+	V

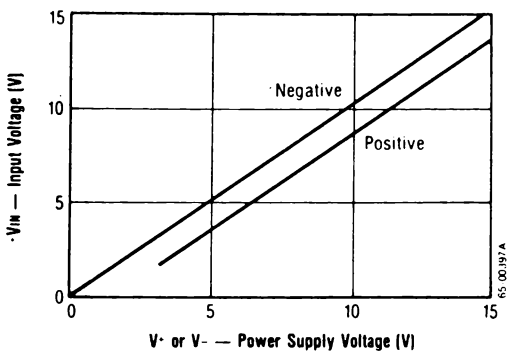
Notes:
1. Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V^+. At values of supply voltage in excess of +15VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
2. This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, again returns to a value greater than -0.3VDC.
3. These specifications apply for V^+ = +5.0VDC and -55°C ≤ T_A ≤ +125°C, unless otherwise stated. With the LM224, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM324 temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70C, and the LM2902 specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.
4. V_O ≈ 1.4VDC, Rs = 0Ω with V^+ from 5.0VDC to 30VDC; and over the full common-mode range (0VDC to V^+ -1.5VDC).
5. The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
6. The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V^+ -1.5V, but either or both or both inputs can go to +32VDC without damage (+26VDC for LM2902).
7. Due to proximity of external components, insure that coupling is not origninating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

The information contained in this data sheet has been carefully compiled; However, it shall not by implication or otherwise become part of the terms and conditions of any subsequent sale. Raytheon's liability shall be determined soley by its standard terms and conditions of sale. No representation as to application or use or that the circuits are either licensed or free from patent infringement is intended or implied. Raytheon reserves the right to change the circuitry and other data at any time without notice and assumes no liability for inadvertent errors.

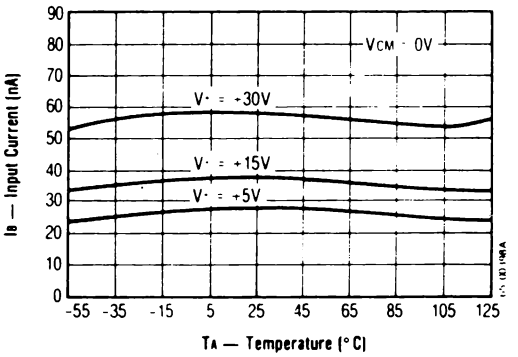
Single-Supply Quad Operational Amplifiers 124 224 324 2902

Typical Performance Characteristics

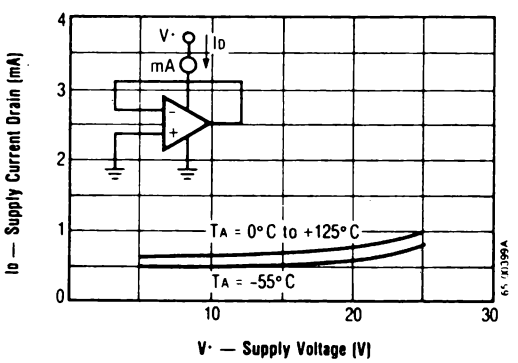
Input Voltage Range



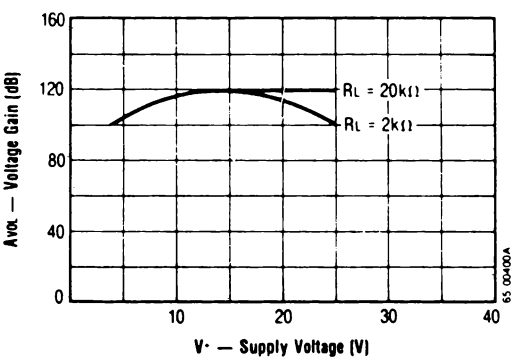
Input Current



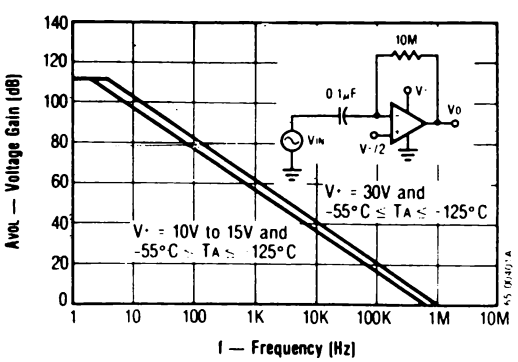
Supply Current



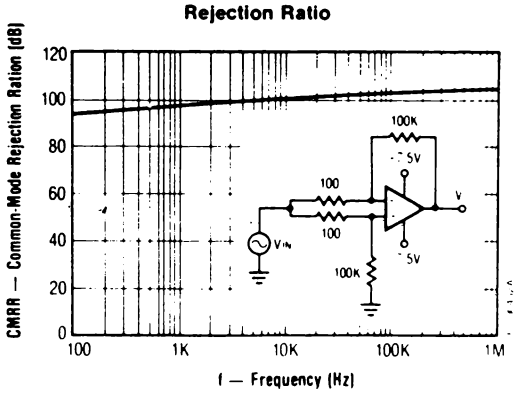
Voltage Gain



Open Loop Frequency Response



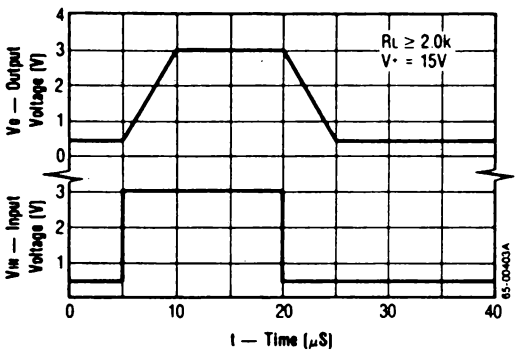
Common-Mode Rejection Ratio



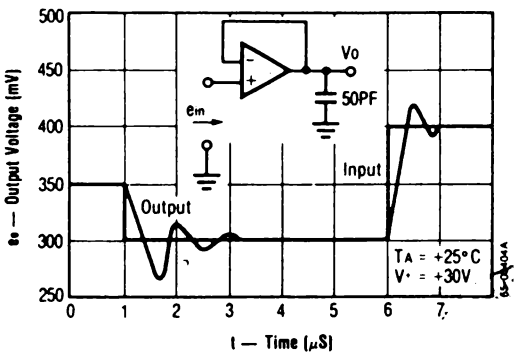
124 224 324 2902 Single-Supply Quad Operational Amplifiers

Typical Performance Characteristics (continued)

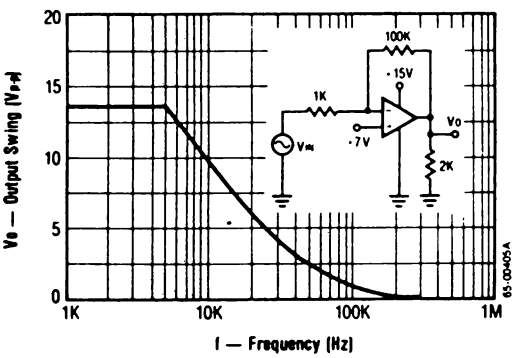
Voltage Follower Pulse Response



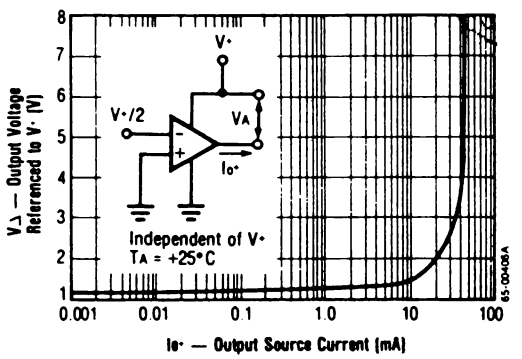
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



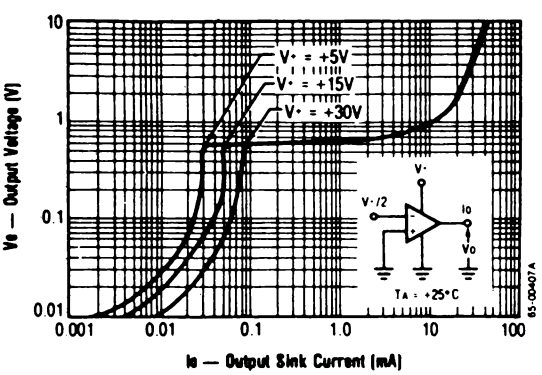
Large Signal Frequency Response



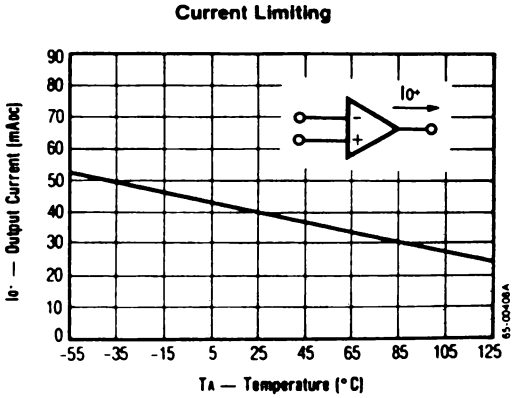
Output Characteristics Current Sourcing



Output Characteristics Current Sinking



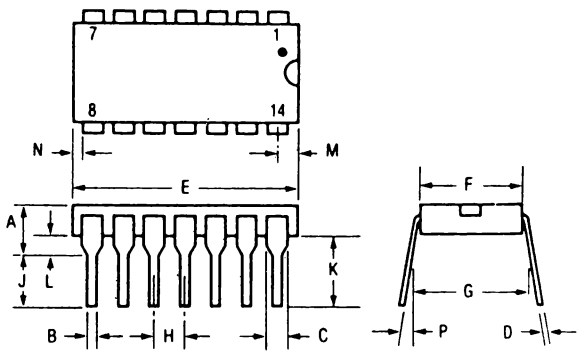
Current Limiting



Single-Supply
Quad Operational Amplifiers 124 224 324 2902

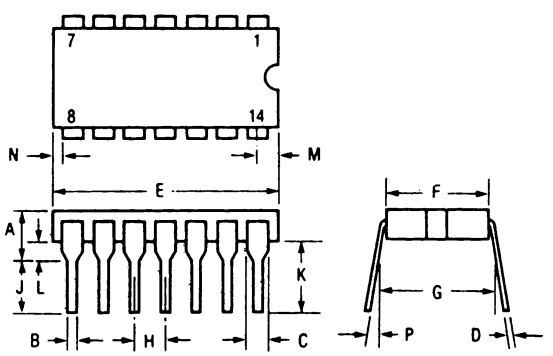
Packaging Information

14-Lead
Plastic Dual In-Line



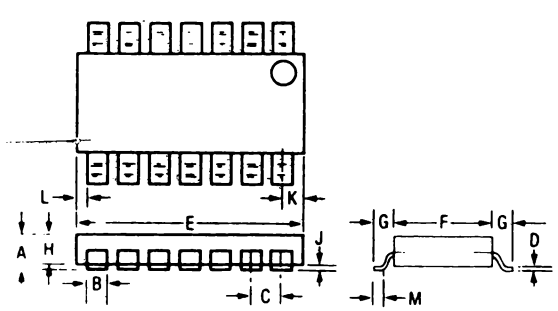
Dimension	Inches		Millimeters	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	115	125	2 92	3 18
B	018	022	0 46	0 56
C	038	053	0 015	0 021
D	010	015	0 25	0 38
E	745	755	18 92	19 18
F	252	290	6 22	6 40
G	290	310	7 37	7 87
H	100BSC		2 54BSC	
J	120	135	3 05	3 43
K	135		3 43	
L	015	035	0 38	0 89
M	065	085	1 65	2 16
N	005		0 13	
P	0°	15°	0°	15°

14-Lead
Ceramic Dual In-Line



Dimension	Inches		Millimeters	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A		200		5 08
B	014	023	0 36	0 58
C	030	070	0 76	1 78
D	008	015	0 20	0 38
E		785		19 94
F	220	310	5 59	7 87
G	290	320	7 37	8 13
H	100BSC		2 54BSC	
J	125	200	3 18	5 08
K	150		3 81	
L	015	060	0 38	1 52
M		098		2 49
N	005		0 13	
P	0°	15°	0°	15°

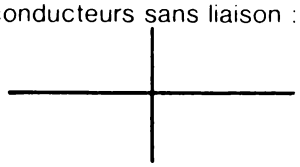
14-Lead
Plastic Dual-In-Line
Micro-Pak



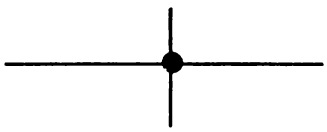
Dimension	Inches		Millimeters	
	Typ.	Max.	Typ.	Max.
A	0.070		1 750	
B		0.018		0 450
C	0.050		1.250	
D		0.010		0.250
E		0.400		10 150
F		0.200		5 100
G	0.035		0.900	
H		0 069		1 750
J	0.006		0 150	
K	0 034		0.690	
L	0 025		0.450	
M	0 020		0 500	

TABLE DES SYMBOLES GRAPHIQUES UTILISÉS

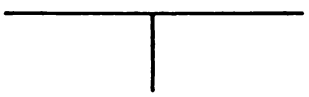
Croisement de conducteurs sans liaison :



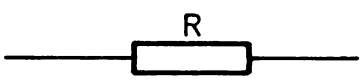
Croisement de conducteurs avec liaison :



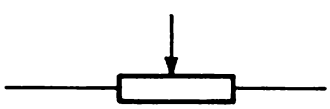
Dérivation :



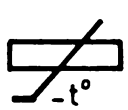
Résistance :



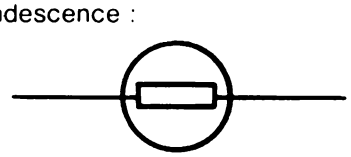
Potentiomètre :



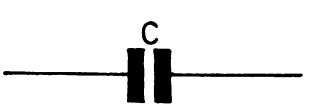
Thermistance CTN :



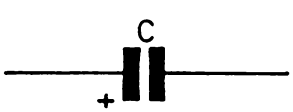
Lampe à incandescence :



Condensateur :

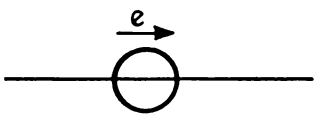


Condensateur polarisé :

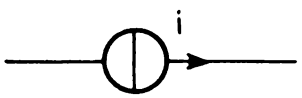


Masse :

Source de tension :



Source de courant :



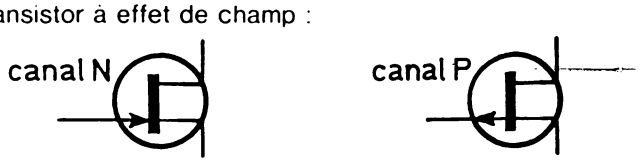
Alimentation continue :

Diode :

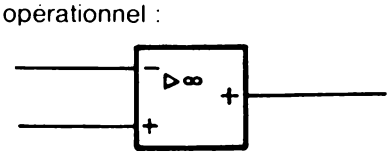
Diode Zener :

Transistor bipolaire :

Transistor à effet de champ :



Amplificateur opérationnel :



Lexique des principaux termes apparaissant dans les notices des amplificateurs opérationnels

Bandwidth	Bande passante
Common mode rejection ratio (C.M.R.R.)	Taux de réjection du mode commun (T.R.M.C.)
Common mode input voltage	Tension d'entrée en mode commun
Differential input voltage	Tension différentielle d'entrée
Dual in line package	Boîtier à double rangée de connexions
Flat package	Boîtier plat
Gain- bandwidth product	Facteur de mérite
Input bias current	Courant de polarisation à l'entrée
Input noise current	Courant de bruit à l'entrée
Input noise voltage	Tension de bruit à l'entrée
Input offset current	Courant de décalage à l'entrée
Input offset current drift	Dérive du courant de décalage à l'entrée
Input offset voltage	Tension de décalage à l'entrée
Input offset drift	Dérive de la tension de décalage à l'entrée
Input resistance	Résistance d'entrée
Input voltage range	Tension d'entrée limite
Output current	Courant de sortie
Output resistance	Résistance d'entrée
Output short circuit current	Courant de court-circuit en sortie
Output voltage swing	Dynamique de sortie
Power dissipation	Dissipation de puissance
Rise time	Temps de montée
Supply current	Courant fourni par les alimentations
Supply voltage	Tension d'alimentation
Unity bandwidth	Fréquence unité
Voltage gain	Amplification en tension

Bibliographie

AUMIAUX : Pratique de l'électronique (2 tomes). Masson.
AUVRAY : Électronique des signaux analogiques. Dunod.
BEAUVILLAIN : Circuits électriques et électroniques. Tec & Doc.
BILDSTEIN : Filtres actifs. Éditions Radio.
CHATELAIN-DESSOULAVY : Électronique (2 tomes). Dunod.
DAMAYE : L'amplificateur opérationnel. Éditions Radio.
DATTEE-DELLA MAESTRA : L'amplificateur opérationnel. Vuibert.
DUGEHAULT : L'amplificateur opérationnel. Cours pratique d'utilisation. E.T.S.F.
DUGEHAULT : Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel. E.T.S.F.
JACOB : Applications and design with analog integrated circuits. Reston.
LETOCHA : Circuits intégrés linéaires. Mc Graw Hill.
MARCHAIS : L'amplificateur opérationnel et ses applications. Masson.
MARCHAIS : Structures élémentaires des filtres actifs. Masson.
MARSTON : 110 études pratiques de l'amplificateur opérationnel. Eyrolles.
MARSTON : 110 études pratiques de générateurs de signaux. Eyrolles.
MASSELOT-GIRARD : Électronique non linéaire (2 tomes). Masson.
PELAT : Pratique de l'amplificateur opérationnel (3 tomes). Masson.
SCHREIBER BIFET-BIMOS-CMOS. E.T.S.F.
VERBEEK : Les composants actifs en commutation. Dunod.
VERBEEK : Les fonctions essentielles en commutation. Dunod.
WAIT-HUELSMAN-KORN : Introduction to operational amplifier theory and applications. Mc Graw Hill

Documentation des constructeurs.

Analog Devices
Burr-Brown
Datel
Fairchild
Motorola
National Semiconductor
PMI
Raytheon
RCA
RTC
Siemens
Siliconix
Teledyne Philbrick
Texas Instruments
Thomson.

Index

A

Adaptateur d'impédance 33
Additionneur 25, 26
Additionneur-soustracteur 27
Alimentation 5
Alimentation unique (amplificateur à) 22, 24
Alternatif (amplificateur) 20, 24
Amplificateur à gain élevé 19
Amplificateur de différence 26, 28
Amplificateur de tension 13
Amplificateur opérationnel idéal 6
Amplificateur opérationnel réel 8
Amplificateur pour pont de mesure 27
Amplification en mode commun 9, 27
Amplification en mode différentiel 9, 27
Association d'étages 20
Astable 51

B

Bande passante 17, 20
Bascule à hystérésis 46, 50
BIFET 6
BIMOS 6
Boucle ouverte 6
Brochage 5

C

Caractéristiques de l'A.O. 8
Carré (générateur de signal) 51
Commutation 7, 43
Comparateur 43
Compensation de la tension de décalage 16
Condensateur de liaison 20
Condition d'oscillation 57
Conformateur à diodes 41
Contre-réaction 7
Convertisseur courant-tension 34
Convertisseur exponentiel 38
Convertisseur logarithmique 37
Convertisseur tension-courant 34
Coupe-bande (filtre) 67
Couplage alternatif 20
Courant de décalage 8
Courant de polarisation 8
Courant de sortie 9
Cycle 47

D

Démarrage des oscillations 57
Déphasage (oscillateur à) 59
Dérivateur 32
Dérivateur corrigé 33
Différence (amplificateur de) 26, 28

E

Écrêtage 44, 50, 52, 55
Exponentiel (convertisseur) 38

F

Facteur de mérite 9
Filtre actif 63
Fonction proportionnelle et dérivée 33
Fonction proportionnelle et intégrale 31

G

Générateur de fonctions 54, 56
Générateur de signaux carrés 51

H

Hystérésis 46, 50

I

Instrumentation (amplificateur d') 28
Intégrateur 28
Intégrateur-additionneur 31
Intégrateur corrigé 30
Intégrateur-soustracteur 31
Inversion (amplificateur avec) 14, 19, 21
Inversion (amplificateur sans) 13, 19, 20

L

Largeur de cycle 48, 49
Limitation de courant 9
Limiteur d'amplitude 44, 50, 52, 55
Logarithmique (convertisseur) 37

M

Masse virtuelle 14
Mode commun 9, 27
Modèle de l'A.O. idéal 6
Multiplicateur 39

O

Oscillateur 57

P

Passe-bande (filtre) 65, 66
Passe-bas (filtre) 63, 65
Passe-haut (filtre) 64, 66
Polyphasé (oscillateur) 61
Pont de mesure (amplificateur pour) 27
Pont de Wien (oscillateur à) 57, 59
Pont diviseur (amplificateur avec) 19
Protection contre les surtensions 45

Q

Quadrature (oscillateur à) 61

R

Rapport cyclique 52, 54
Rauch (filtre de) 65
Réaction positive 7
Redresseur 39
R.R.M.C. 9, 27

S

Sallen-Key (filtre de) 63
Saturation 6, 8, 14
Sinusoïdal (oscillateur) 57
Slew rate 10, 18
Source de courant 35
Soustracteur 26, 28
Stabilisation d'amplitude d'un oscillateur 58, 60
Suiveur 33

T

Taux de réjection du mode commun 9, 27
Température (influence de la) 8
Tension de décalage 8
Tension de saturation 6, 8, 14
Tension différentielle d'entrée 6, 9
Triangulaire (générateur de signal) 54, 56
Trigger 46, 50
Triphasé (oscillateur) 62
T.R.M.C. 9, 27

U

Universel (filtre) 67

V

Vitesse maximale de variation de la tension de sortie 10, 18

W

Wien (oscillateur à pont de) 57, 59

Z

Zener (diode) 44, 50, 52, 55

Table des matières

Introduction 3

Chapitre I :
Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel 5
— Description 5
- Présentation
- Alimentation
- Connexions annexes
- Différentes technologies

— Modèle de l'A.O. idéal 6
- Définition
- Conséquences
- Régimes de fonctionnement

— Paramètres des A.O. réels 8
- Paramètres statiques
- Modèle linéaire pour les variations lentes
- Limitation de la rapidité

— Choix d'un circuit intégré 10
- Références des A.O.
- Utilisation des feuilles de spécifications
- Critères de sélection

Chapitre II :
Amplificateurs de tension 13
— Principe des amplificateurs à A.O. 13
- Amplificateur sans inversion
- Amplificateur avec inversion

— Effet des imperfections statiques de l'A.O. 15
- Courants de polarisation
- Tension de décalage
- Influence de la température

— Limitation de la rapidité des amplificateurs à A.O. 17
- Influence de la bande passante de l'A.O.
- Influence de la vitesse maximale de variation de la tension de sortie de l'A.O.

— Amplificateurs à gain élevé 19
- Amplificateur sans inversion
- Amplificateur avec inversion

— Association d'étages 20
- But de l'utilisation de plusieurs étages
- Propriétés de l'association d'étages
- Limites des associations d'étages

— Couplage alternatif 20
- Amplificateur sans inversion
- Amplificateur avec inversion

– Amplificateurs à alimentation unique 22
- Amplificateur sans inversion
- Amplificateur avec inversion

— Synthèse d'un amplificateur 23

Chapitre III :
Circuits réalisant des fonctions linéaires . 25
— Additionneurs et soustracteurs 25
- Additionneur avec inversion
- Additionneur sans inversion
- Soustracteur et amplificateur de différence
- Additionneur-soustracteur
- Amplificateur pour pont de mesure
- Amplificateur de différence à résistances d'entrée élevées

— Intégrateurs et dérivateurs 28
- Intégrateur
- Intégrateur-additionneur
- Intégrateur-soustracteur
- Fonction proportionnelle et intégrale
- Dérivateur
- Fonction proportionnelle et dérivée

— Adaptateurs et convertisseurs 33
- Convertisseur courant-tension
- Convertisseur tension-courant

Chapitre IV :
Circuits réalisant des fonctions non linéaires 37
— Convertisseurs logarithmique et exponentiel 37
- Convertisseur logarithmique
- Convertisseur exponentiel
- Multiplicateur

— Redresseurs 39
- Redressement monoalternance
- Redressement bialternance
- Détecteur de crête

— Conformateur à diode 41

Chapitre V :
Circuits réalisant des fonctions de commutation 43
— Comparateurs 43
- Comparateurs pour une tension de même polarité que la référence
- Comparateurs pour une tension de polarité opposée à celle de la référence
- Limitation de la tension de sortie
- Protection des entrées
- Performances des comparateurs à A.O.
- Exemple de réalisation

— Bascules à hystérésis 46
- Bascule à hystérésis avec inversion
- Bascule à hystérésis sans inversion
- Limitation de la tension de sortie

- Performances des bascules à hystérésis à A.O.
- Exemple de réalisation

— Circuits astables 51
- Principe
- Améliorations du montage
- Performances des astables à A.O.
- Exemple de réalisation

— Générateurs de fonctions 54
- Principe
- Améliorations du montage
- Performances des générateurs de fonctions à A.O.
- Exemple de réalisation

Chapitre VI :
Oscillateurs sinusoïdaux 57

— Principe des oscillateurs 57
- Structure générale
- Condition d'oscillation
- Stabilité des oscillations
- Démarrage des oscillations

— Oscillateur à pont de Wien 57
- Principe
- Stabilisation d'amplitude

— Oscillateur à déphasage 59
- Principe
- Simplification du schéma
- Stabilisation d'amplitude

— Oscillateurs polyphasés 61
- Oscillateur à quadrature
- Oscillateur triphasé

Chapitre VII :
Filtres actifs 63

— Filtres de Sallen-Key 63
- Structure générale
- Filtre passe-bas
- Filtre passe-haut
- Filtre passe-bande

— Filtres de Rauch 65
- Structure générale
- Filtre passe-bas
- Filtre passe-haut
- Filtre passe-bande
- Filtre coupe-bande

— Filtre universel 67

Spécifications du 741 69

Spécifications du 324 72

Table des symboles graphiques utilisés ... 79

Lexique anglais-français 81

Bibliographie 82

Index 83

DANS LA MÊME COLLECTION DÉJA PARUS :

- **Initiation à la micro-informatique.**
  Cours 1er cycle tome 1, tome 2, tome 3 - C. Polgar
- **Initiation à l'électronique digitale** - Ph. Duquesne
- **Initiation aux microprocesseurs** - Ph. Duquesne
- **Initiation à la robotique** - Cl. Polgar et son équipe
- **Initiation TV : réception - pratique - mesure - circuits** - R. Ch. Houzé
- **Initiation à la mesure électronique** - M. Casabo
- **Initiation aux amplis à tubes** - J. Hiraga
- **Initiation aux amplis à transistors** - G. Le Doré
- **Initiation à l'électricité et à l'électrotechnique** - R. Friédérich
- **Initiation à la vidéo légère** - C. Gendre
- **Les montages électroniques (savoir, pratiquer, inventer)** J.P. Lemoine
- **Le téléphone et les radiotéléphones** - R. Ch. Houzé
- **Les bases de l'électronique** - R. Breton
- **Le basic structuré** - J.-F. Coblentz
- **L'image numérique** - J.-M. Nasr
- **Etudes autour du 6809 (constructions et logiciels)** - C. Vicidomini
- **Divertissements en basic** - Frank Brown
- **Les antennes (du fil rayonnant à la parabole) - tome 1** - Roger Ch. Houzé

DANS LA MEME COLLECTION EN PRÉPARATION :

- **Les antennes (du fil rayonnant à la parabole)** - Tome 2 - R. Ch. Houzé
- **Le graphisme à l'écran** - J.F. Coblentz
- **Pratique des mesures électroniques** - R. Ch. Houzé
- **Emissions et réceptions d'amateurs** - R. Ch. Houzé
- **Matériaux et matériels d'insonorisation et d'isolation antivibratile** - P. Ranchin
- **Les circuits linéaires** - P. Mayé
- **L'image numérique - tome 2** -J.M. Nasr

DANS LES DEUX AUTRES COLLECTIONS EN PRÉPARATION :

- **Le livre des techniques du son - tome 2** - Collectif d'auteurs
- **Introduction à l'analyse de Fourier** - J.F. Coblentz
- **Communication** - M. Belis
- **Comprendre l'électronique par l'expérimentation** -P. Mayé
- **Les composants électroniques** - P. Mayé
- **Le mémento de l'électronique** - G. Altmann
- **Pratique de la vidéo** - C. Gendre

Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et d'Electromécanique de Caen, Pierre Mayé s'est ensuite dirigé vers l'enseignement. Agrégé de Physique Appliquée, il est aujourd'hui professeur en BTS électronique au Lycée Technique d'Arras. Il est également chargé du cours de Conception des Circuits Electroniques à l'Ecole des Hautes Etudes Industrielles de Lille.

Diffusion
EYROLLES